3/4

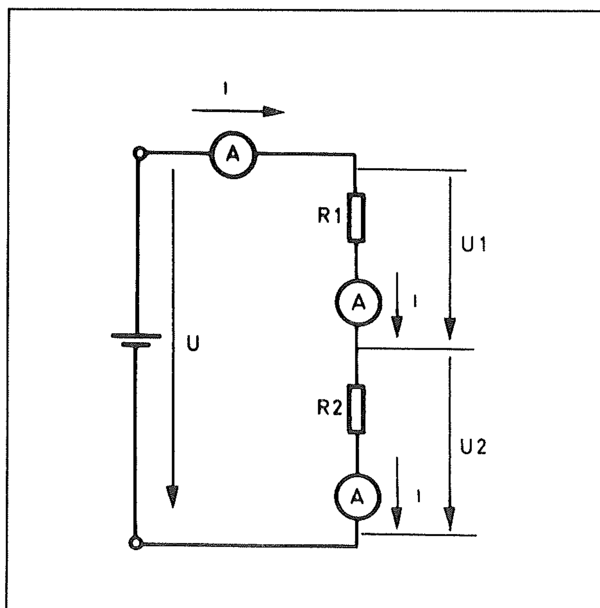
Schakelingen met passieve componenten

Inhoud

3/4.1

Serieschakelen van weerstanden

Met het in serie schakelen wordt bedoeld, dat de weerstanden achter elkaar geschakeld zijn. Als men aan de uiteinden van de serie weerstanden een spanningsbron aansluit zal door alle weerstanden dezelfde stroom vloeien. Er zijn immers geen vertakkingen, waardoor een deel van de stroom kan vloeien. Zie fig. 3/4.1-1.



Figuur 3/4.1-1.

De weerstandswaarde van de totale serieschakeling is gelijk aan de som van de afzonderlijke weerstanden. (II). Deze weerstandswaarde van de gehele serieschakeling wordt ook wel de vervangingswaarde genoemd. De som van de deelspanningen over elk der afzonderlijke weerstanden is gelijk aan de aangelegde spanning. (III). De deelspanningen verhouden zich recht evenredig met de waarden van de weerstanden. (IV). Dus hoe groter de weerstand hoe groter de spanning die erover staat.

(I)	I	= I1	= I2	$= \ldots = I_n$
(II)	R	= R1	+ R2	$+ \ldots + R_n$
(III)	U	= U1	+ U2	$+ \ldots + U_n$

(IV) $$\frac{U1}{U2} = \frac{R1}{R2}$$

Toepassingen:
Spanningsdelers, waarover een deel van de (te grote) spanning afvalt. Voorschakelweerstanden voor diodes, zeners, transistoren e.d. om de vervangingswaarde van de totale schakeling te vergroten en daarmee de stroom te limiteren.
Voorschakelweerstanden in spanningsmeters om het spanningsbereik te vergroten. In het algemeen gebruikt men voorschakelweerstanden op plaatsen waar de maximaal toelaatbare spanning van een der componenten te laag is voor de totale spanning om de spanning over de component op een toelaatbaar niveau terug te brengen.

4.1 Serieschakelen van weerstanden

3/4.2

Parallelschakelen van weerstanden

Met het parallel schakelen wordt bedoeld, dat de weerstanden naast elkaar geschakeld zijn. Over alle weerstanden staat dezelfde spanning. (I). De totaalstroom is de som van de deelstromen door de afzonderlijke weerstanden en is groter dan de stroom door een der weerstanden. Als alle n weerstanden dezelfde waarde hebben is de totaalstroom n x I1. (II).
Door een kleinere weerstand zal een grotere stroom lopen. Zie fig. 3/4.2-1.

(I) $U = U1 = U2 = \ldots = U_n$

(II) $I = I1 = I2 = \ldots = I_n$

(III) $$\frac{I1}{I2} = \frac{R2}{R1}$$

(IV) $$\frac{1}{R} = \frac{1}{R1} + \frac{1}{R2} + \ldots + \frac{1}{R_n}$$

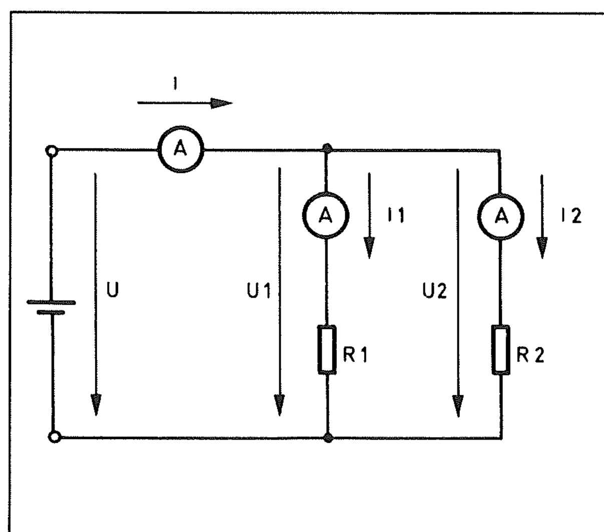
$$R = \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2}$$

bij 2 weerstanden:

$$R = \frac{R1}{n}$$

bij gelijke weerstanden:

(V) $G = G1 + G2 + \ldots + G_n$



Figuur 3/4.2-1.

4.2 Parallelschakelen van weerstanden

De deelstromen verhouden zich omgekeerd evenredig met de weerstandswaarden der afzonderlijke weerstanden. (III). Bij parallelschakelen van weerstanden neemt de totale weerstand van de schakeling, die we weer de vervangingswaarde noemen, af. De totale stroom neemt toe. De vervangingsweerstand is kleiner dan de kleinste weerstand. (IV). De geleidingswaarde G wordt dus groter. De vervangingswaarde van de geleiding is dus de som van alle afzonderlijke geleidingswaarden (V). De geleidingswaarde $G = 1/R$.

Toepassingen:

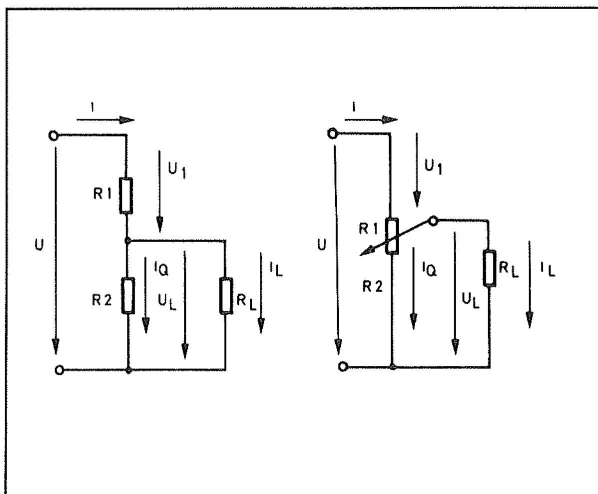
In het electriciteitsnet worden alle gebruikers parallel geschakeld, omdat over alle dezelfde spanning moet staan. Bijvoorbeeld lampen, motoren, electrische apparaten etc. Bij het meten van stroom kan door parallelschakelen het meetbereik worden vergroot. Door parallelschakelen kan men de stroom verdelen over meerdere weerstanden, waardoor de afzonderlijke weerstanden minder vermogen hoeven te dissiperen en dus kleiner kunnen zijn.

3/4.3

Belaste spanningsdelers

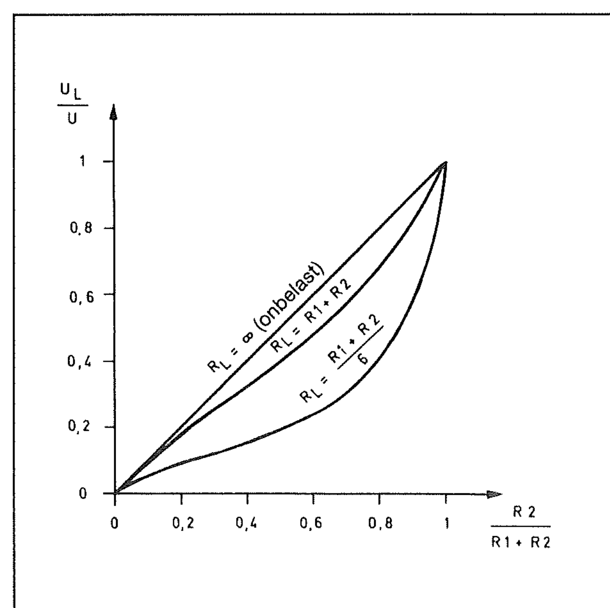
Een spanningsdeler bestaat uit tenminste 2 seriegeschakelde weerstanden of een potentiometer. In het eenvoudigste geval worden de twee weerstanden R1 en R2 in serie op een gezamenlijke spanning U aangesloten. De spanningsdeler is nog onbelast. Wordt nu aan R2 een belasting parallel geschakeld dan is de spanningsdeler belast. (fig. 4/4.3-1). De belastingsstroom loopt door de lastweerstand R_L en de zogenaamde parallelstroom I_Q loopt door weerstand R2. Door R1 loopt de totaalstroom I_L+I_Q.

(I)	$I = I_L + I_Q$
(II)	$\frac{U2}{U} = \frac{R2}{R1 + R_p} R_p$
(III)	$R_p = \frac{R2}{R2 + R_L} R_L$
(IV)	$R = R1 + R_p$
(V)	$I_{Lmax} = \frac{U}{R1}$



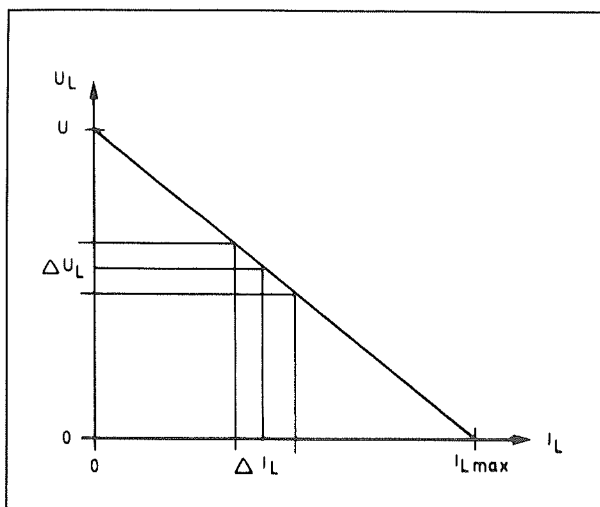
Figuur 3/4.3-1.

De spanningen verhouden zich als de weerstanden (II en III). Bij kleine belastingsweerstand R_L is de deelspanning U_L kleiner als bij een grote belastingsweerstand. (fig. 3/4.3-2).



Figuur 3/4.3-2.

4.3 Belaste spanningsdelers



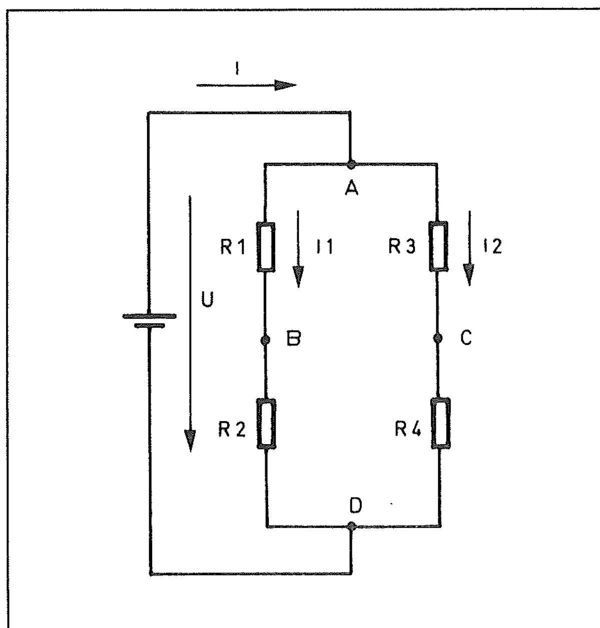
Figuur 3/4.3-3.

De stroom door de spanningsdeler wordt bij belasting groter, omdat de vervangingsweerstand Rp van de parallelschakeling van R2 en R_L kleiner wordt dan R2, waardoor ook de vervangingsweerstand R van de totale spanningsdeler kleiner wordt. (III en IV). R1 is de voorschakelweerstand. Als de uitgangsspanning U_L zo min mogelijk moet variëren bij verandering van de belastingsstroom, dan moet de parallelstroom I_Q aanmerkelijk groter zijn dan I_L. Het resultaat daarvan zal echter zijn, dat het door R2 te dissiperen vermogen groter wordt.
I_{Lmax} is de grootste belastingsstroom, die kan lopen. Deze stroom loopt bij kortgesloten uitgangsklemmen.
(fig. 3/4.3-3).
De ingangsspanning U is de maximale uitgangsspanning. Deze wordt bereikt, als R1=0. Bij de potmeter variant in fig. 3/4.3-1 is dit mogelijk, als de loper aan de bovenzijde staat.

3/4.4

Brugschakeling van weerstanden

Een brugschakeling is de parallelschakeling van twee paren weerstanden, die in serie geschakeld zijn. R1, in serie met R2 parallel aan de serieschakeling van R3 en R4. De gehele brug wordt aangesloten op een gemeenschappelijke spanning U. Zie fig. 3/4.4-1. De stroom I1 loopt door zowel R1 als R2. De stroom I2 loopt door zowel R3 als R4. U staat over de punten A en D. De spanning U wordt door de deler R1/R2 verdeeld in U1 ($U_{A\text{-}B}$) en U2 ($U_{B\text{-}D}$). Ook R3 en R4 vormen een spanningsdeler.
Hier wordt U gedeeld in U3 ($U_{A\text{-}C}$) en U4 ($U_{C\text{-}D}$).



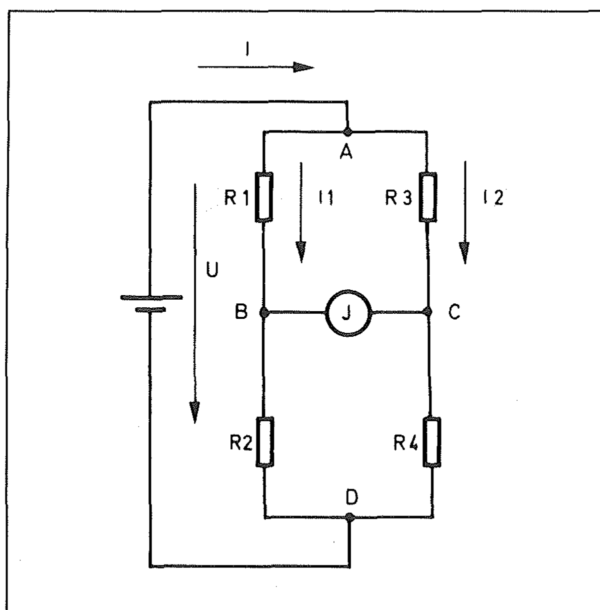
Figuur 3/4.4-1.

Legt men tussen de punten B en C een stroommeter (zie fig. 3/4.4-2) en meet men geen stroom, dan zegt men, dat de brug in evenwicht is. Er is dan geen spanningsverschil tussen de punten B en C. Voor een brug in evenwicht gelden de volgende voorwaarden:

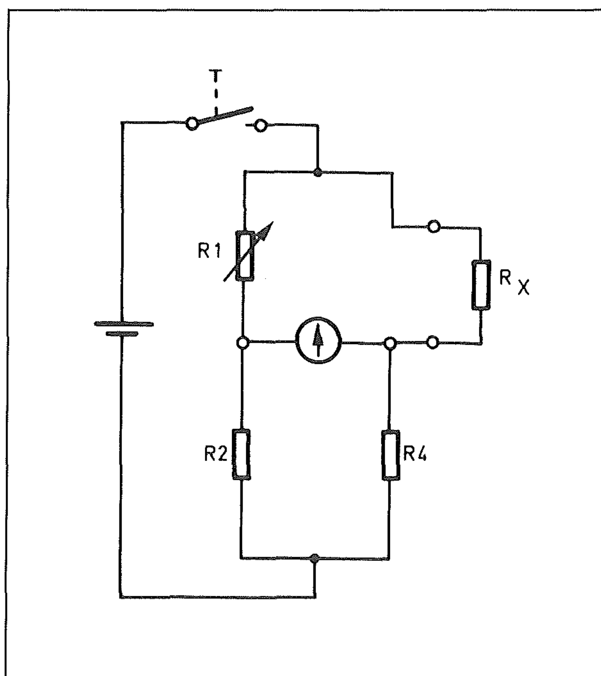
(I)	$U1 = I1 \cdot R1$
(II)	$U2 = I1 \cdot R2$
(III)	$U3 = I2 \cdot R3$
(IV)	$U4 = I2 \cdot R4$
(V)	$\frac{U1}{U2} = \frac{U3}{U4}$
(VI)	$\frac{I1 \cdot R1}{I1 \cdot R2} = \frac{\cdot R3}{I2 \cdot R4}$
(VII)	$\frac{R1}{R2} = \frac{R3}{R4}$

Als men in (V) de spanningen vervangt door I.R(1-4) (IV) kan men de stromen wegstrepen (VII). Volgens dit principe werkt een brug van Wheatstone, die wordt gebruikt om weerstanden te meten. Zie fig. 3/4.4-2 (de brug is genoemd naar Sir Charles Wheatstone, een Engelse natuurkundige, 1802-1875).

4.4 Brugschakelingen van weerstanden



Figuur 3/4.4-2.



Figuur 3/4.4-3.

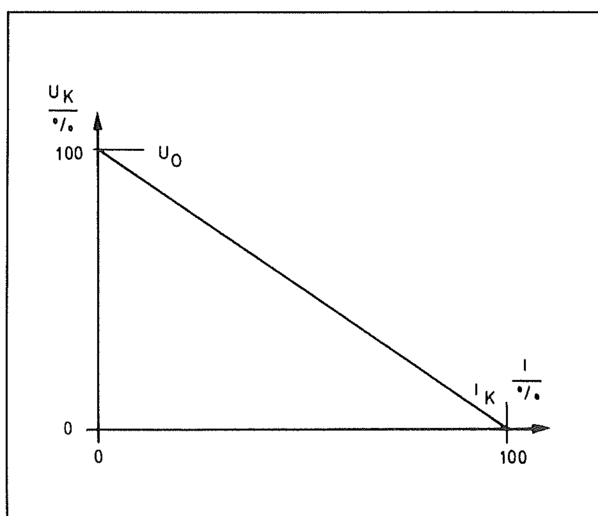
Op de plaats van de weerstand R3 wordt de te meten onbekende weerstand R_X aangesloten. Nu wordt R1 zolang verandert, tot de brug in evenwicht is (= geen stroom door de meter). Voor een ander meetbereik worden ook wel de weerstanden R2 en R4 verandert. Hiervoor gebruikt men meestal vaste nauwkeurige weerstanden.

Als de weerstanden R1, R2 en R4 bekend zijn, kan R_X gemakkelijk worden berekend (VIII). In de praktijk wordt voor de meter een type gebruikt, met het nulpunt in het midden van de schaal. Op R1 wordt een knop met een haarlijn en een schaalverdeling gebruikt, zodat men daar de waarde van R_X direct van een schaal kan aflezen. De brug van Wheatstone is te gebruiken voor weerstandsmetingen van 0,1 ohm tot 1Mohm. Een andere toepassing van de brug van Wheatstone vinden we bij temperatuurmeting. Daarbij wordt een der brugweerstanden vervangen door een geijkte weerstand met een positieve of negatieve temperatuurscoëfficiënt (bijv. Pt100 of Ni100).

$$\text{(VIII)} \quad R_X = \frac{R1 \cdot R4}{R2}$$

3/4.5 Inwendige weerstand, klemspanning en onbelaste spanning van spanningsbronnen

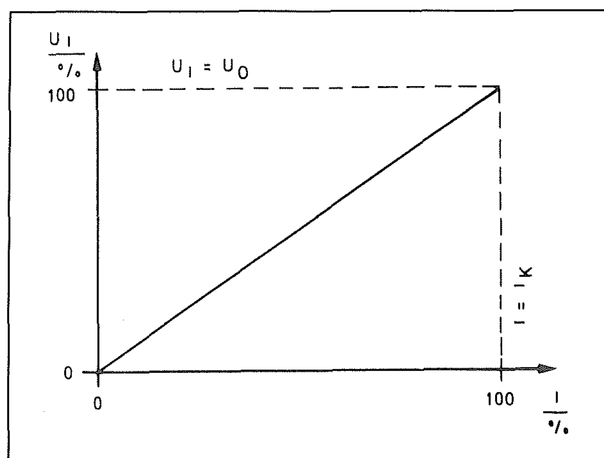
De klemspanning U_K van een spanningsbron is het hoogst, als de spanningsbron niet belast is. Men noemt deze spanning dan ook de onbelaste spanning U_O. Deze spanning kan uit natuur- en scheikundige wetten die betrekking hebben op energie opslag en potentiaal-verschillen worden berekend. Deze spanning is in onbelaste toestand op de klemmen aanwezig en zou daar gemeten kunnen worden, ware het niet, dat ook een meetinstrument een belasting is. Tegenwoordig is de ingangsimpedantie van DVM's zo hoog, dat de meetfout die wordt gemaakt te verwaarlozen is.



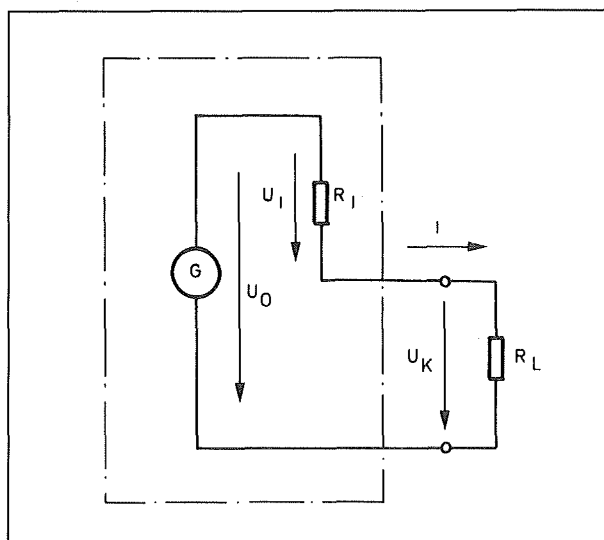
Figuur 3/4.5-1

Als de spanningsbron wordt belast, dan gaat er een stroom I lopen door de belasting. Tegelijk zakt de klemspanning U_K. Aangezien in de spanningsbron volgens de natuurkundige wetten nog steeds dezelfde spanning U_O wordt opgewekt moet er ergens in het inwendige van de spanningsbron een spanningsverlies U_I optreden. De klemspanning U_K is bij belasting U_I lager dan de natuurkundige spanning U_O (fig. 3/4.5-1). Het inwendige spanningsverlies U_I neemt recht evenredig toe met de belastingsstroom. (fig. 3/4.5-2). Aangezien het spanningsverlies evenredig is met de stroom, moet er sprake zijn van een weerstand binnen in de spanningsbron zelf. Deze weerstand R_I noemen we de inwendige weerstand van een spanningsbron (fig. 3/4.5-3). Deze weerstand kan met de wet van Ohm worden berekend uit de spanningsval en de stroom (II). Als de klemmen van een spanningsbron worden kortgesloten is de klemspanning 0. Dat betekent, dat het inwendige spanningsverlies dan evengroot moet zijn als de berekende natuurkundige spanning. Bij kortsluiting ontstaat er dan ook een kortsluitstroom, die van deze gelijkheid afhangt. (III).

4.5 Inwendige weerstand, klemspanning en onbelaste spanning van spanningsbronnen



Figuur 3/4.5-2.



Figuur 3/4.5-3.

(I)	U_K	=	U_O		−	U_I
(II)	R_I	=	$\dfrac{U_I}{I}$			
	U_I	=	I		·	R_I
	U_I	=	U_O		−	U_K
(III)	I_K	=	$\dfrac{U_I}{R_I}$	=		$\dfrac{U_O}{R_I}$

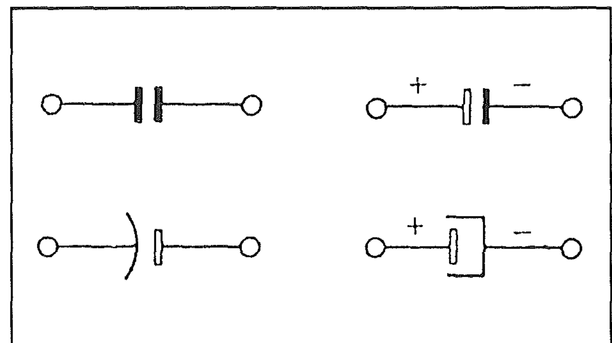
3/4.6

Schakelingen met condensatoren

Inleiding

Nummer twee op de hitparade!
Na de weerstanden zijn de condensatoren zonder enige twijfel de meest gebruikte passieve componenten in de elektronica. Hoewel het in principe mogelijk is analoge schakelingen op te bouwen zonder gebruik te maken van condensatoren, de lineair geïntegreerde schakelingen bewijzen dit, heeft het gebruik van condensatoren in een schakeling vaak grote vereenvoudigingen in het schema tot gevolg. Bovendien kan men bepaalde eigenschappen aan een schakeling toekennen door het inschakelen van een of twee condensatoren. Zonder deze onderdelen zou het inbouwen van deze eigenschappen handen vol analoge IC's kosten!
In dit hoofdstuk worden de voornaamste fundamentele toepassingen van een condensator behandeld en dit in samenwerking met weerstanden en actieve schakelingen. Zaken die onder andere aan de orde komen zijn:

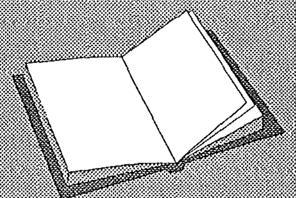
- de condensator, aangesloten op gelijkspanning;
- de condensator, aangesloten op wisselspanning;
- de condensator als integrator en differentiator;
- de condensator als koppel-element;
- de condensator als pulsversmaller;
- de condensator als terugkoppel element;
- de condensator in de Baxandall-toonregeling.



Figuur 3/4.6-1: Vier tekensymbolen voor condensatoren: boven de Europese, onder de Amerikaanse.

De samenstelling van een condensator
Een condensator is opgebouwd uit twee geleidende oppervlakken, gescheiden door een isolerende stof. De geleidende oppervlakken noemt men de platen of

LEES OOK:
Hoofdstuk 3/2.5
Hoofdstuk 3/2.7
Hoofdstuk 3/2.11
Hoofdstuk 3/3.2
Hoofdstuk 3/3.8

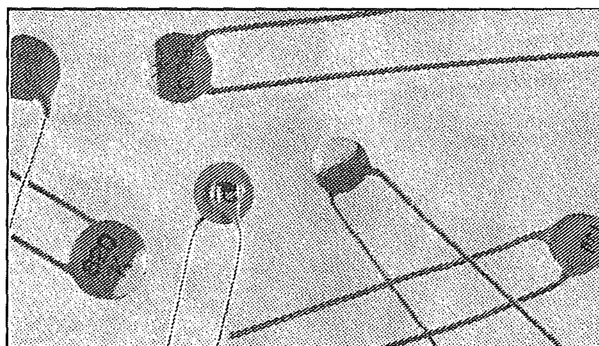


armaturen van de condensator, de isolerende stof het diëlectricum. Uit deze definitie volgt de logika in het elektronische tekensymbool van een condensator: twee balkjes, op enige afstand van elkaar getekend, zie figuur 3/4.6-1.
De oudste vorm van condensator is ongetwijfeld de Leidsche fles. Dat was een glazen pot, gevuld met metaalschilfers en aan de buitenzijde voorzien van een metalen bekleding. Deze fles voldeed dus volledig aan de definitie van een condensator. De "echte" condensatoren waren vroeger opgebouwd uit twee stroken aluminiumfolie, voorzien van dunne papieren lagen en samen opgerold tot een soort elektronische rollade. In de loop der jaren zijn de praktische uitvoeringsvormen van condensatoren steeds meer geperfectioneerd, zodat de net beschreven papiercondensator zo goed als volledig verdwenen is.
Uit de definitie van wat een condensator is, zou volgen dat bijvoorbeeld twee soeppannen, op een houten tafel gezet, een condensator vormen. Dat klopt dan ook, in feite vormt ieder min of meer elektrische stroom geleidend voorwerp met alle andere min of meer elektrische stroom geleidende voorwerpen in zijn omgeving condensatoren. Hieruit kunnen heel wat verschijnselen uit de elektronica verklaard worden, zoals de beperkte bandbreedte van gelijk welk analoog of digitaal systeem. De zogenoemde paracitaire capaciteiten die de onderdelen ten opzichte van elkaar vertonen, zorgen ervoor dat hoge frequenties verzwakt worden.

Uitvoeringsvormen van condensatoren
Zoals reeds geschreven, is de oude papiercondensator volledig van het toneel verdwenen. De doe-het-zelver zal voornamelijk te maken krijgen met:

- ceramische condensatoren;
- MKH condensatoren;
- MKS condensatoren;
- elektrolytische condensatoren;
- tantaal condensatoren;
- SMA condensatoren;
- regelbare instelcondensatoren.

Ceramische condensatoren, voorgesteld in figuur 3/4.6-2, zijn leverbaar in waarden tussen 1 pF en ongeveer 1.000 pF. Zij hebben zeer goede hoogfrequente eigenschappen en worden voornamelijk toegepast in schakelingen die werken op hoge frequenties.

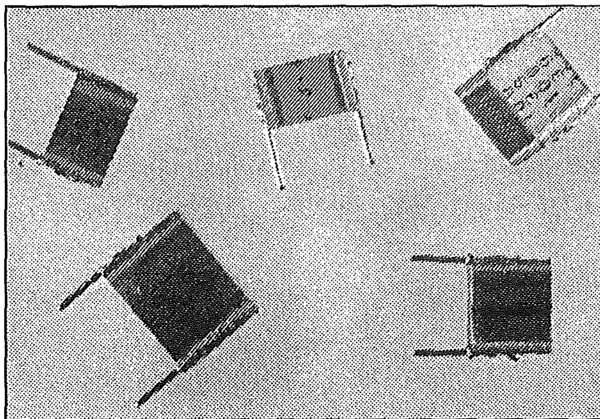


Figuur 3/4.6-2: Voor condensatoren van minder dan 1 nF worden voornamelijk ceramische schijfcondensatoren toegepast.

MKH condensatoren zijn door Siemens ontwikkeld en hebben een zeer grote marktpenetratie bereikt.
Deze in figuur 3/4.6-3 voorgestelde condensatoren zijn leverbaar met waarden tussen 1 nF en 1 µF en voor spanningen van 100 V tot 630 V. Zij hebben een rastermaat van 7,5 mm, 10 mm en 12,5 mm (afhankelijk van waarde en spanning) en bij de meeste printontwerpen in dit naslagwerk wordt aan deze maat vast gehouden.
MKS condensatoren worden op de markt gebracht door Wima en hebben ongeveer dezelfde eigenschappen als de MKH con-

4.6 Schakelingen met condensatoren

densatoren van Siemens. Hun groot voordeel is dat zij zijn ingekapseld in een kunststof behuizing (zie figuur 3/4.6-4), waardoor zij beter bestand zijn tegen atmosferische invloeden en hun waarde minder varieert door vervuiling met stof. Sommige typen hebben dezelfde rastermaat als de MKH-serie, zodat de Siemens condensatoren meestal op de print vervangen kunnen worden door de Wima-uitvoeringen. Het zal wel zonder nadere toelichting duidelijk zijn dat deze onderdelen echter iets duurder zijn!

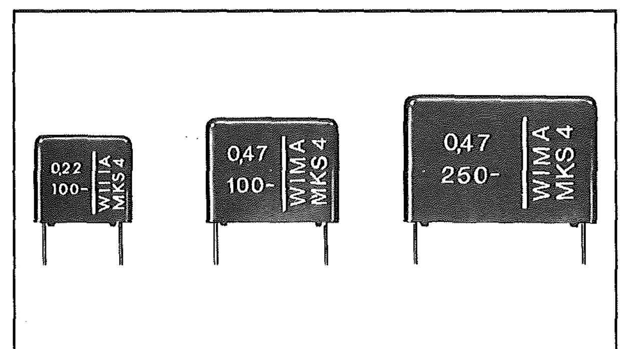


Figuur 3/4.6-3: De MKH condensatoren van Siemens zijn zo goed als een de-facto standaard geworden in de elektronica.

Elektrolytische condensatoren, kortweg elco's genoemd, zijn leverbaar met waarden van 1 µF tot 10.000 µF en voor spanningen van 6 V tot 100 V. Zij hebben in feite zeer slechte eigenschappen, maar worden getolereerd omdat het nu eenmaal onmogelijk is op een andere manier dergelijke grote capaciteiten te fabriceren. De in figuur 3/4.6-5 voorgestelde print-uitvoeringen worden in de meeste bouwbeschrijvingen in deel 4 van dit naslagwerk toegepast. Nadeel is wel dat de afstand tussen de twee draadjes, de zogenoemde rastermaat, niet gestandaardiseerd is. Elco's hebben als belangrijkste eigenschap dat zij gepolariseerd zijn, dus een positieve en een negatieve aansluiting hebben. Men mag dan ook nooit een wisselspanning over een elco aanleggen, het onderdeel gaat vrij snel stuk!

Tantaal condensatoren zijn een speciaal soort elco, met veel betere eigenschappen dan de standaard uitvoeringen. Met name de lekstroom van deze condensatoren is zeer laag, zodat deze onderdelen bij uitstek geschikt zijn als tijdbepalend element in allerlei timertoepassingen. Tantaaltjes zien er uit als kleine pareltjes, zie figuur 3/4.6-6, zijn leverbaar met waarden tussen 0,1 µF en 220 µF en voor maximale spanningen van 6,3 V tot ongeveer 25 V.

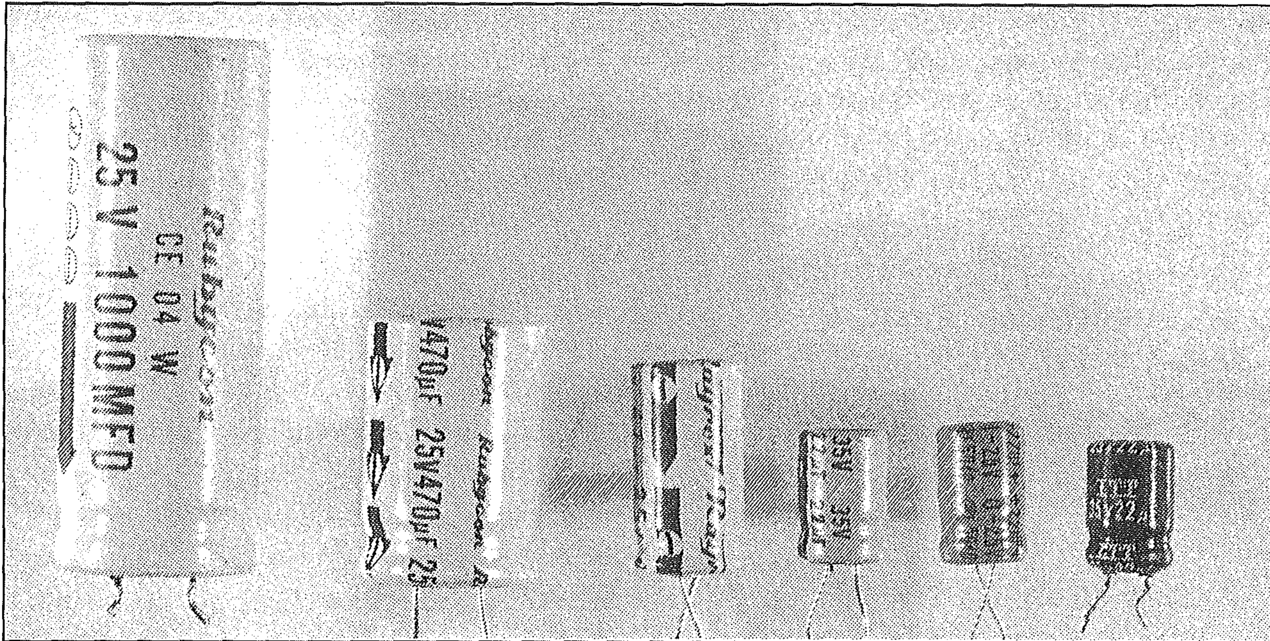
SMA condensatoren worden alleen toegepast bij oppervlaktemontage, een techniek die ook voor de hobby-ist tot de mogelijkheden behoort. Uiteraard zijn deze condensatoren uiterst klein, zie figuur 3/4.6-7, hun eigenschap is dat zij op de koperen sporen van een print worden gesoldeerd. Deze onderdelen zijn leverbaar in waarden tussen 10 pF en 470 nF, voor maximale spanningen van 100 V.



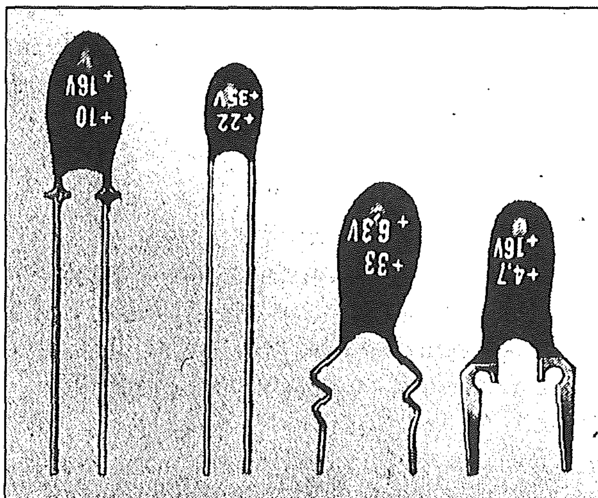
Figuur 3/4.6-4: Drie exemplaren uit de MKS-reeks van Wima.

Instelbare condensatoren zijn er in alle mogelijke uitvoeringen en vormen, maar de in figuur 3/4.6-8 voorgestelde typen zal de doe-het-zelver het vaakst tegenkomen.

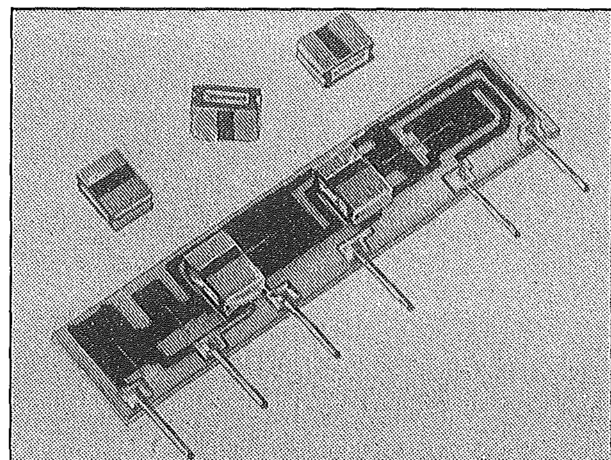
4.6 Schakelingen met condensatoren



Figuur 3/4.6-5: De afmetingen van elco's hangen niet alleen af van hun capaciteit, maar ook van de maximale spanning die men over de onderdelen kan aanleggen.



Figuur 3/4.6-6: Vier tantaalcondensatoren van ITT.

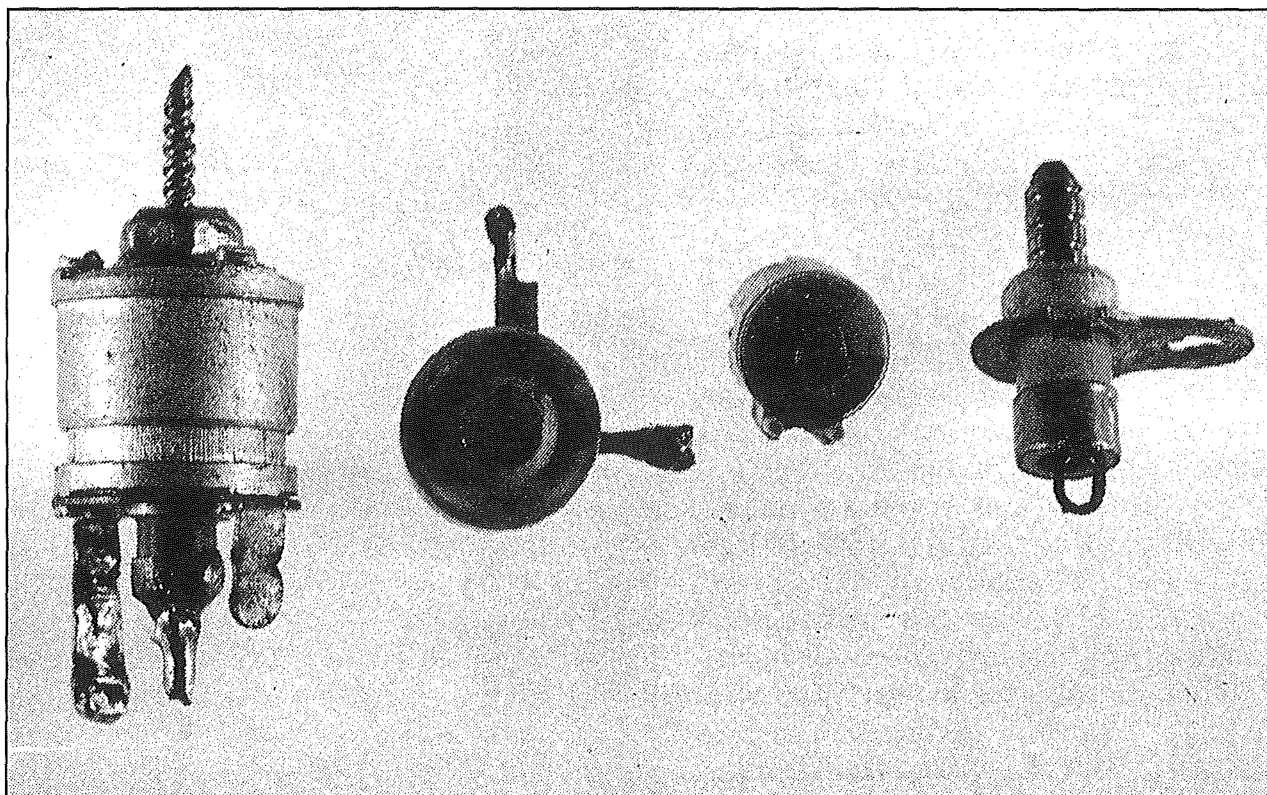


Figuur 3/4.6-7: SMA condensatoren worden op de koperen sporen van de print gesoldeerd.

De linker uitvoering, de zogenoemde toltrimmer, heeft een bereik tot 100 pF. De schijftrimmers, in het midden, zijn leverbaar tot 50 pF.
De ceramische trimmer (rechts) is bedoeld voor montage op een chassis en heeft een bereik tot 10 pF.

De eenheid van een condensator
In de vorige paragraaf is het woord "Farad" gevallen. Dat is de eenheid van de capaciteit van een condensator, net zoals de meter de eenheid van de lengte is en de graad Celsius de eenheid van temperatuur.

4.6 Schakelingen met condensatoren



Figuur 3/4.6-8: Vier uitvoeringen van instelbare condensatoren, ook wel trimmers genoemd.

Men kan zeggen, dat een condensator een waarde van 1 Farad heeft, als een spanning van 1 Volt er een lading van 1 Coulomb in kan opstapelen, maar zo'n theoretische definitie zegt niemand wat.
In de praktijk heeft men aan die waarde van 1 Farad trouwens ook niets, want die is veel te groot. Een condensator van 1 Farad moet per vrachtwagen vervoerd worden! Vandaar dat men in de praktijk steeds werkt met onderdelen van de Farad. Praktisch gebruikte waarden zijn:

- de micro-Farad, afgekort tot µF en gelijk aan een miljoenste van een Farad;
- de nano-Farad, afgekort nF en gelijk aan een miljardste van een Farad;
- de pico-Farad, afgekort pF en gelijk aan een miljoenste miljoenste van een Farad.

Als men volgende omrekeningsfactoren in gedachten houdt kan er nooit wat misgaan:

- 1 µF = 1.000 nF;
- 1 nF = 1.000 pF;
- 1 µF = 1.000.000 pF;
- 1 nF = 0,001 µF;
- 1 pF = 0,001 nF.

De in de elektronische praktijk van alledag gebruikte waarden liggen tussen 10 pF en 1.000 µF.
Wie heel oude radio's verzamelt, zal hierin condensatoren tegenkomen, die zijn gestempeld in een cm-waarde. De centimeter werd vroeger gebruikt voor het uitdrukken van de waarde van condensatoren. De omrekeningsfactor is:

- 1 cm = 1,1 pF;
- 1 pF = 0,909 cm.

4.6 Schakelingen met condensatoren

Schakelen van condensatoren

Net zoals weerstanden kunnen condensatoren parallel of in serie geschakeld worden. De formules voor het berekenen van de vervangingswaarde zijn echter precies omgekeerd als bij weerstanden. Dus: als men condensatoren parallel schakelt, dan wordt de totale waarde groter dan de grootste waarde van de deelcondensatoren. Als men condensatoren in serie schakelt, dan wordt de totale waarde kleiner dan de kleinste waarde van de aan de schakeling deelnemende onderdelen.

Voor een parallel schakeling van een aantal condensatoren, zoals getekend in figuur 3/4.6-9 boven, ziet de formule er als volgt uit:

$C_t = C_1 + C_2 + C_3$

Met andere woorden, men moet gewoon de waarden in Farad bij elkaar optellen. Als de volgende condensatoren in parallel geschakeld worden:

C1 = 1.000 pF;

C2 = 2.200 pF;

C3 = 3.300 pF;

dan is de totale condensator gelijk aan:

Ct = 1.000 pF + 2.200 pF + 3.300 pF

Ct = 6.500 pF

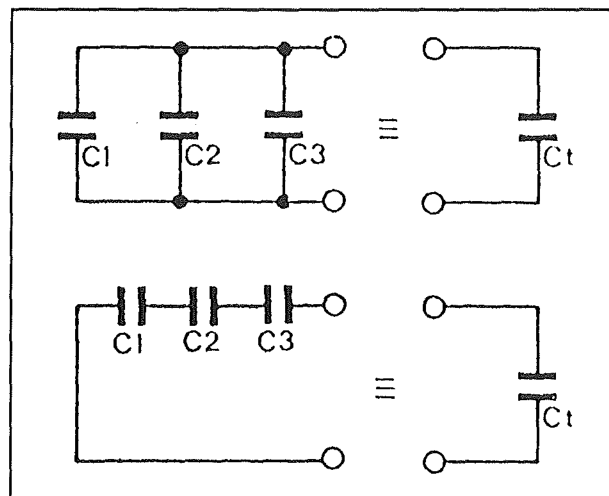
Voor een serieschakeling van condensatoren, zoals getekend in figuur 3/4.6-5 onder, is de formule:

$$\frac{1}{C_{tot}} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} + \ldots + \frac{1}{C_n}$$

Als men, zoals in de praktijk meestal zal voorkomen, slechts twee condensatoren in serie schakelt, dan kan de algemene formule vereenvoudigd worden tot:

$$C_{tot} = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}$$

Meestal zal men in de praktijk alleen maar even grote condensatoren in serie schakelen. Daar heeft men goede redenen voor, zoals uit een van de volgende paragrafen zal volgen. De formule wordt dan heel wat handzamer. De totale capaciteit is dan gelijk aan de capaciteit van de afzonderlijke condensatoren, gedeeld door het aantal in serie geschakelde exemplaren. Als men dus drie condensatoren van 3.300 pF in serie schakelt, dan wordt de vervangende capaciteit 1.100 pF.



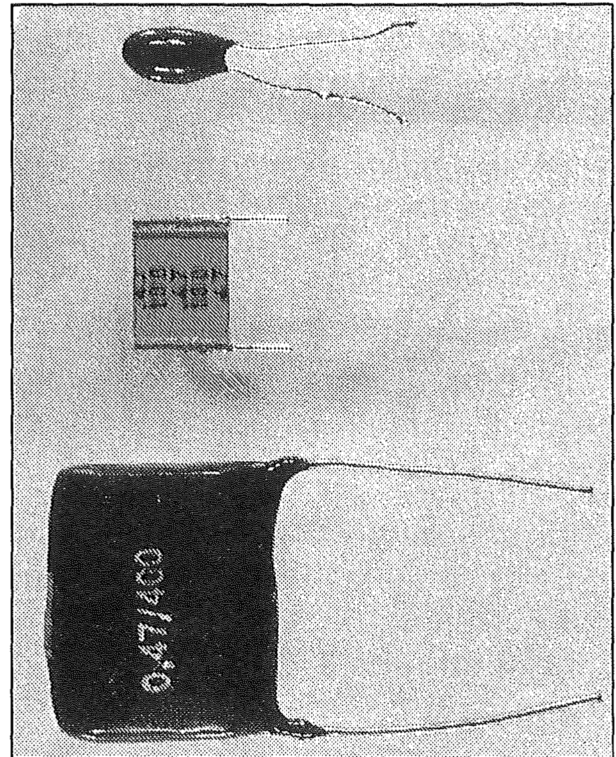
Figuur 3/4.6-9: Uit deze figuur volgt dat men condensatoren, net zoals weerstanden, in serie of parallel kan schakelen voor het opbouwen van een niet de in de handel beschikbare waarde. Let er wel op, dat bij de condensator de formules net andersom zijn dan bij weerstanden.

De parameters van een condensator

De parameters van een condensator zijn vaste gegevens, eigen aan de condensator en waarmee hij zijn hele leven lang zal moeten leren leven. De eerste parameter is natuurlijk zijn capaciteit. Naast deze capaciteit heeft een condensator nog enige andere grootheden, die in de praktijk zeer belangrijk zijn. Zoals geschreven bestaat een condensator uit twee geleidende oppervlakken, gescheiden door een isole-

4.6 Schakelingen met condensatoren

rende tussenlaag. De capaciteit van een condensator is recht evenredig met de grootte van de platen, maar omgekeerd evenredig met de dikte van de isolerende tussenlaag. Dat wil dus zeggen, dat de capaciteitswaarde toeneemt, als de isolerende laag dunner wordt. Als men dus de isolerende laag zo dun mogelijk maakt, dan heeft men, voor het realiseren van een bepaalde waarde van de condensator, veel kleinere platen nodig, wat heel wat scheelt in volume en prijs. Vandaar dat men er naar streeft om de isolerende laag, het diëlectricum, zo dun mogelijk te maken. Dat heeft wel tot gevolg, dat men zo'n condensator met een uiterst dun diëlectricum niet zomaar op een gelijkspanning van willekeurige grootte kan aansluiten. Als de spanning boven een bepaalde waarde komt, dan zal de isolerende laag tussen de platen doorslaan en de condensator wordt vernield. Naast de capaciteit is de maximale werkspanning de tweede belangrijkste grootheid van een condensator. Deze waarde wordt dan ook op iedere condensator vermeld, omdat men er terdege rekening mee moet houden. Zo zijn de bekende MKH-condensatoren, die in alle Hobby Elektronica schakelingen gebruikt worden, bestand tegen een spanning van 100 V of 250 V. Dat wil zeggen, dat men zo'n condensator zonder bezwaar in gelijk welke transistor-schakeling kan gebruiken, maar dat hij niet op zijn plaats is in een netontstoorfilter, waar de volledige netspanning over het onderdeel komt te staan. Voor dat soort toepassingen moeten speciale hoogspanningsuitvoeringen gebruikt worden. Dat de waarde van de werkspanning heel veel invloed heeft op de afmetingen van het onderdeel blijkt uit figuur 3/4.6-10, waar drie condensatoren van 470 nF met elkaar vergeleken worden.



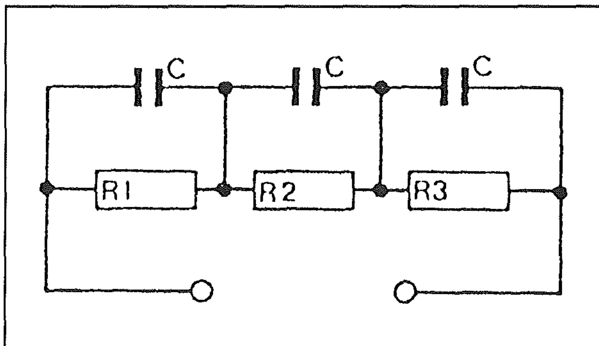
Figuur 3/4.6-10: Drie condensatoren van elk 470 nF, met van onder naar boven maximale werkspanningen van 25 V (tantaal), 100 V (MKH) en 400 V (polyester).

Condensatoren zijn produkten van een volledig automatische fabricage. Het is dan ook vanzelfsprekend dat er tussen verschillende exemplaren van hetzelfde type condensator met dezelfde opgestempelde waarde afwijkingen bestaan. Deze afwijkingen worden aangegeven door de tolerantie. Dat is een procentsgetal, dat aangeeft met hoeveel procent naar boven of beneden de werkelijke waarde van de condensator kan afwijken van de erop gestempelde waarde. Bij de weerstandsfabricage is het zo, dat men zonder enige moeilijkheid toleranties van 5 % in serieproductie kan waarmaken. Bij condensatoren is men nog niet zo ver. Men moet rekening houden met een tolerantie van

4.6 Schakelingen met condensatoren

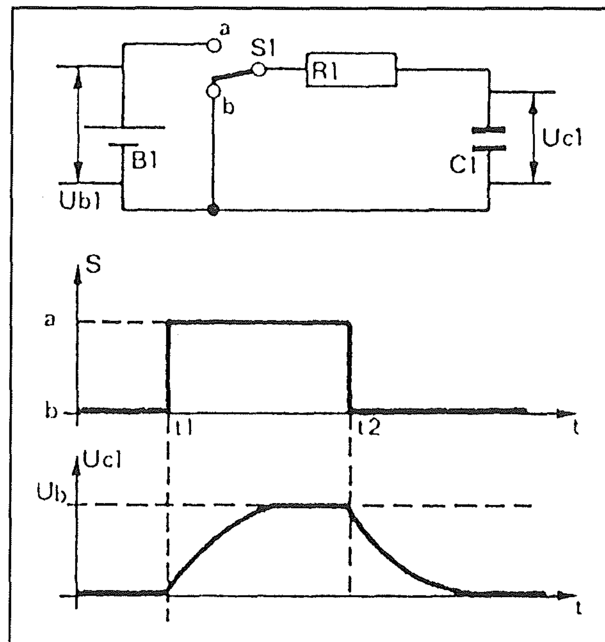
ten minste 10 %, althans voor de huis-, tuin- en keuken-uitvoeringen, waar hobby-isten mee te maken hebben.
Naast de drie besproken grootheden of parameters van een condensator, de waarde, de werkspanning en de tolerantie, heeft zo'n onderdeel nog heel wat meer verborgen kenmerken. Begrippen als:
- de diëlectrische constante;
- de verlieshoek;
- de temperatuurscoëfficiënt;
- de zelfinductie;

horen bij een condensator als een paspoort bij een Nederlander. Deze zijn op dit moment niet zo belangrijk en worden aan de orde gesteld als de werking van een condensator op wisselspannigsgebied wordt besproken (zie hoofdstuk 3/2.11).



Figuur 3/4.6-11: Wil men een condensator voor een hoge spanning opbouwen uit een aantal soortgenoten, die gebouwd zijn voor een veel lagere spanning, dan moet men deze laatsten in serie schakelen en overbruggen door grote weerstanden.

Het verhogen van de werkspanning
Stel dat men een condensator van 1 μF nodig heeft met een werkspanning van 600 V. Zo'n condensator blijkt nergens te koop. Wat gedaan? De tekening van figuur 3/4.6-11 brengt de zeer eenvoudige oplossing.



Figuur 3/4.6-12: Het laden en ontladen van een condensator, aanschouwelijk toegelicht aan de hand van een voorbeeld. Door middel van de omschakelaar S1 kan men de serieschakeling van condensator C1 en weerstand R1 verbinden met de batterij of kortsluiten.

Men schakelt enige condensatoren met een lagere werkspanning in serie, en overbrugt iedere condensator door een zeer grote weerstand. Natuurlijk moet de waarde van de condensatoren aangepast worden. Deze wordt gelijk aan de gewenste waarde vermenigvuldigd met het aantal in serie geschakelde condensatoren.
In het getekende voorbeeld wordt dat dus 3 x 1 μF is gelijk aan 3 μF. Deze waarde is geen bestaande, zodat men afrondt naar 3,3 μF. Wat is het nut van de parallel geschakelde weerstanden? Condensatoren hebben, zoals gezegd, een zeer hoge gelijkspanningsweerstand. In theorie zijn het zelfs perfekte isolatoren. Maar een ideale isolator bestaat in de praktijk niet.

4.6 Schakelingen met condensatoren

Een condensator heeft dus toch een weerstand, hoewel die met normale middelen niet eens meetbaar is. Als men de drie condensatoren zonder meer in serie zou schakelen, dan zou de totale 600 V zich over de condensatoren verdelen, evenredig met hun lekweerstand (zo heet men de niet gewenste weerstand van een isolator). Als een van de drie nu wat meer weerstand heeft dan de overige twee, dan zal het grootste gedeelte van de 600 V toch nog over die ene condensator komen te staan, wat natuurlijk niet de bedoeling is. Vandaar zet men zeer grote weerstanden over de C's. De waarde van 10 MΩ is zeer klein, vergeleken met de lekweerstanden van de condensatoren, maar groot genoeg om de schakeling, waarin de condensatoren opgenomen worden, niet te beïnvloeden. De 600 V ziet nu drie even grote "lekweerstanden" en zal zich netjes over de drie condensatoren verdelen.

Condensatoren op gelijkspanning

Inleiding

Uit de definitie van wat een condensator is, zal duidelijk zijn dat zo'n onderdeel geen gelijkspanning doorlaat. Als men dan ook met een op weerstand geschakelde oude analoge universeelmeter tussen de klemmen van een condensator meet, dan zal men vaststellen dat de naald van de meter op oneindig blijft staan. Of bewoog de naald toch even? Goed gezien, want als men een condensator aansluit op een gelijkspanning gebeuren er vreemde dingen. Aan de hand van figuur 3/4.6-12 kan men verklaren wat er gebeurt. In deze figuur is een serieschakeling getekend, opgebouwd uit een batterij B1, een omschakelaar S1, een weerstand R1 en een condensator C1. Door middel van de omschakelaar kan men de combinatie C1-R1 ofwel verbinden met de batterij, ofwel kortsluiten.

Als de schakelaar in stand b staat, dan zijn weerstand en condensator kortgesloten en meet men natuurlijk geen spanning over de condensator. Dat is in de grafiek uitgedrukt door het vette horizontale lijntje, dat samenvalt met de tijdas. Als men de schakelaar op een bepaald ogenblik t1 omschakelt naar de stand a, dan wordt de R-C combinatie met de batterij verbonden. Als men nu de spanning U_{c1} over de condensator voortdurend zou controleren en die spanning uitzet in een grafiek in funktie van de tijd, dan zou men constateren dat de spanning over de condensator zal stijgen van nul tot de waarde van de batterijspanning. De snelheid van deze spanningsstijging hangt af van de grootte van de condensator en van de waarde van de weerstand. Dit verschijnsel noemt men het opladen van een condensator.

Het laden en ontladen van een condensator

Hoe is dit verschijnsel te verklaren? De elektrische stroom, die door een keten vloeit, ontstaat doordat er op een plaats van de keten een teveel aan elektronen is en op een andere plaats een te weinig aan elektronen. Als de keten gesloten wordt, dan zullen er elektronen gaan vloeien van de plaats waar er te veel zijn naar de plaats waar er te weinig zijn, tot er een evenwicht bereikt is en alle atomen in de keten wederom elektrisch neutraal zijn. Een batterij heeft een negatieve pool, waar een teveel aan elektronen aanwezig is en een positieve pool, waar te weinig elektronen zijn. Anders dan bij de zojuist besproken

4.6 Schakelingen met condensatoren

keten, zal de elektrochemische werking van de batterij ervoor zorgen dat, als de keten van de batterij gesloten wordt (de beide polen worden door middel van onderdelen met elkaar verbonden) er geen evenwicht optreedt maar steeds opnieuw een teveel en te weinig aan elektronen wordt geproduceerd. Terug naar het schema van figuur 3/4.6-12. Als de keten gesloten wordt, dan zal de neutrale, niet geladen condensator C1 door middel van de weerstand R1 verbonden worden met de batterij. De elektronen, die in de batterij elkaar zitten te verdringen, zien opeens een mogelijkheid om aan hun opwekker te ontsnappen: zij spoeden zich door de weerstand naar de condensator. De plaat van de condensator, die verbonden is met de negatieve pool van de batterij zal dus volgestouwd worden met negatief geladen elektronen. Hierdoor wordt het elektrische evenwicht tussen de platen van de condensator verstoord. De andere plaat zal elektronen naar de positieve pool van de batterij sturen, omdat de elektronen uit de atomen van die plaat worden afgestoten door de extra elektronen, die de dicht in de omgeving opgestelde andere plaat uit de bron heeft ontvangen. Gevolg van een en ander is, dat door de beide aansluitingen van de condensator een elektronenstroom gaat vloeien. Tussen de negatieve pool van de batterij en de ene plaat van de condensator vloeien elektronen in de ene richting, tussen de positieve pool van de bron en de andere plaat van de condensator vloeien elektronen in de andere richting. Het zal duidelijk zijn, dat beide stromen even groot zijn. Het zal evenmin verbazing opwekken, dat de snelheid waarmee de elektronen door de keten vloeien, bepaald wordt door de grootte van de weerstand die in de keten opgenomen is. Deze weerstand immers zal weerstand bieden aan de elektronen en het hun moeilijk maken om door de keten te stromen. Na een bepaalde tijd heeft de keten zich gestabiliseerd. Deze toestand treedt op, als er zoveel elektronen van de batterij naar de condensator zijn gevloeid, dat de spanning over de condensator gelijk is aan de spanning van de batterij. Op dat moment wordt de stroom door de keten nul en blijft de situatie ongewijzigd. Het is dus nu niet meer zo verwonderlijk, dat bij het aansluiten van de ohmmeter op de condensator de naald van de meter even uitsloeg. Dat werd veroorzaakt door het vloeien van de kortstondige stroom, die de condensator oplaadde tot de spanning van de in de universeelmeter ingebouwde batterij.

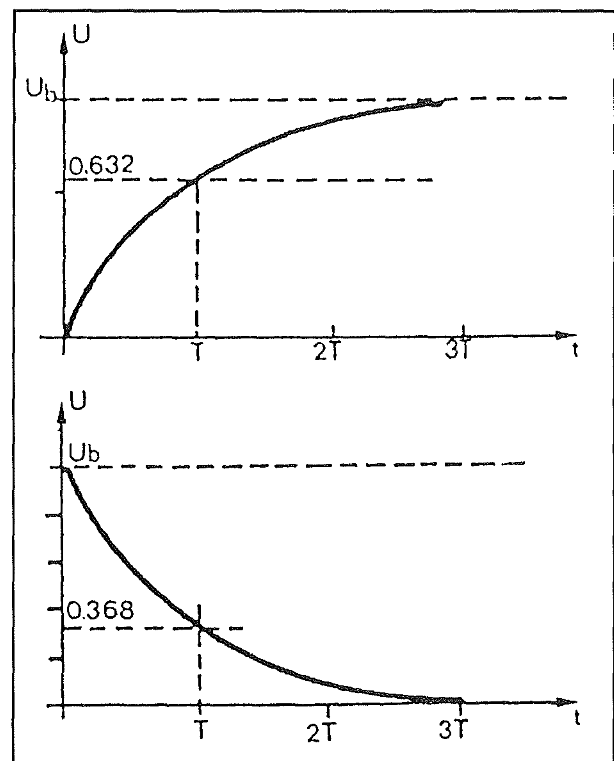
Als men de omschakelaar S1 omschakelt, dus in stand b zet, dan zullen beide platen van de condensator via de weerstand met elkaar verbonden worden. Er ontstaat nu weer grote onrust onder de verzamelde elektronen. Immers, de ene plaat heeft teveel aan elektronen, de andere te weinig. De gesloten schakelaar en de weerstand R1 vormen een mooie weg om weer een evenwicht op te bouwen. Het te veel aan elektronen zal afvloeien naar het te weinig aan elektronen, er treedt weer een kortstondig vloeiende stroom op door de keten (de grootte wordt weer bepaald door de grootte van de weerstand). Door het wegvloeien van de elektronen zal de spanning over de condensator afnemen. In de evenwichtspositie, dus als alle atomen van de condensator weer elektrisch neutraal zijn, zal de spanning over de condensator nul zijn. Dit proces noemt men het ontladen van de condensator.

De tijdconstante van een RC-kring

In de vorige paragraaf is aangetoond, dat de grootte van de laad- en de ontlaad-

4.6 Schakelingen met condensatoren

stroom bepaald wordt door de waarde van de weerstand in de keten. Naast deze weerstand speelt natuurlijk ook de grootte van de condensator een rol. Immers, hoe groter de capaciteit van de condensator, hoe meer ruimte er is om elektronen in op te slaan en hoe langer het zal duren voor de spanning over de condensator gelijk is aan de spanning van de batterij. Met andere woorden: de laadtijd van de condensator is zowel afhankelijk van de grootte van de condensator als van de waarde van de weerstand. Beide onderdelen zijn recht evenredig met de laadtijd. Als de weerstand vergroot wordt, dan zal ook de laadtijd langer worden. Stijgt de waarde van de condensator, dan heeft dit hetzelfde gevolg op de laadtijd.
Deze onderlinge relatie tussen de laadtijd, de waarde van de weerstand en de grootte van de condensator heeft men uitgedrukt in het begrip ***tijdconstante.*** De tijdconstante is het produkt van de weerstand in ohm en de condensator in farad, en wordt uitgedrukt in seconde. Dus:
t = R . C
Als in de keten van figuur 3/4.6-12 een weerstand van 1 Ω en een condensator van 1 F zouden staan, dan zou de tijdconstante van die kring 1 s zijn.
Maar hierdoor is nog niet duidelijk wat de definitie van die tijdsconstante is. Wel, de tijdsconstante is de tijd, die de condensator in de kring nodig heeft om op te laden tot 63,2 % van de batterijspanning of om te ontladen tot 36,8 % van zijn laadspanning. De laad- en ontlaadcurven van een R-C netwerk, zoals getekend in figuur 3/4.6-12, zijn nog eens wat duidelijker getekend in figuur 3/4.6-13. Hieruit blijkt, dat de spanning over een condensator niet lineair toe- of afneemt. De stijging of daling van de spanning over het onderdeel is in het begin van de laad- of ontlaadcyclus groter dan op het einde. Dat is een zeer belangrijk gegeven, dat in heel wat schakelingen van pas komt, maar af en toe erg vervelende consequenties heeft.



Figuur 3/4.6-13: De laad- (boven) en ontlaadcurves (onder) van een condensator, enigszins duidelijker getekend dan in figuur 3/4.6-12. Het eerste deel van de curves verloopt zo goed als lineair, dat wil zeggen dat de toe- of afname van de condensatorspanning per eenheid van tijd constant is.

Theoretisch is het zelfs zo, dat men kan berekenen dat de spanning over een ladende condensator nooit gelijk wordt aan de batterijspanning. Het laden verloopt asymptotisch, hetgeen wil zeggen dat de spanning over de condensator de batterijspanning wel steeds meer zal benade-

ren, maar nooit precies er aan gelijk wordt. In de praktijk echter kan men stellen dat de spanning over de condensator na vijf maal de tijdconstante zo goed als gelijk is aan de gelijkspanning van de bron.
Uit deze theorie kan men twee praktische dingen onthouden. In de eerste plaats dat als een condensator door middel van een weerstand met een gelijkspanningsbron verbonden wordt er een kortstondige stroom door de keten gaat stromen. In de tweede plaats dat de condensator er enige tijd voor nodig heeft, om zichzelf op te laden tot de spanning, waarop hij wordt aangesloten. Dat tweede gegeven wordt in iedere elektronische schakeling gebruikt, waarin de tijd een rol speelt. Als een schakeling ontworpen moet worden, die bijvoorbeeld een korte spanningspuls op zijn uitgang opwekt, dan kan men er zeker van zijn dat de tijdsduur van die spanningspuls bepaald wordt door een RC-kring.

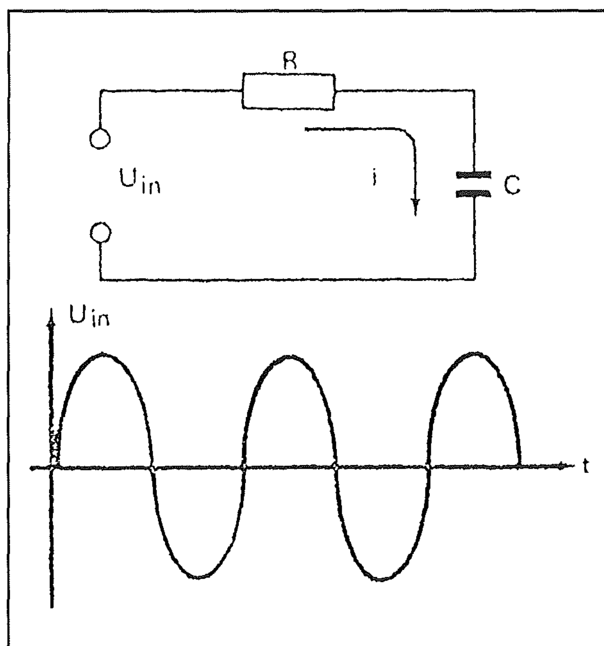
Opmerking
De tijdconstante van een RC-kring wordt voorgesteld door de griekse letter "tau", oftewel τ.

De condensator en wisselspanning

Oneindig wordt eindig
In het vorige deel van dit hoofdstuk is vastgesteld dat als men een condensator aansluit op een gelijkspanning, het onderdeel zich even zal opladen tot de batterijspanning. Nadien houdt iedere actie op, tot men de condensator ontlaadt, door hem over een weerstand kort te sluiten naar massa. Als men de condensator voortdurend laat op- en ontladen (bijvoorbeeld door de omschakelaar van figuur 3/4.6-12 voortdurend om te switchen), dan zal er een continue, maar in grootte wisselende stroom door de condensator gaan lopen. Immers, als de schakelaar in de bovenste stand staat, dan wordt de batterijspanning Ub aangeboden aan de serie-schakeling van weerstand en condensator en zal deze laatste zich gaan opladen tot de batterijspanning. Als men even later de schakelaar ompoolt, dan wordt de serieschakeling van R en C met massa verbonden en zal de condensator zich gaan ontladen. Hieruit kan men dus reeds een zeer belangrijke conclusie trekken. Als men er voor zorgt dat de spanning die aan een condensator wordt aangeboden niet constant blijft (dus iets anders is dan een zuivere gelijkspanning), dan zal de condensator reageren door het volgen van die spanningsvariaties. Nu weet men uit de wet van Ohm dat er in een keten een weerstand aanwezig is, als het aanleggen van een spanning aan die keten het vloeien van stroom door die keten tot gevolg heeft. Met andere woorden, de condensator die aangesloten op een gelijkspanning een perfecte isolator was zal, aangesloten op een variërende spanning, géén isolator meer vormen maar een soort weerstand. Als de spanning die aan de keten wordt aangeboden varieert, zal er stroom door het systeem vloeien. Alvorens dieper in te gaan op het wezen van die weerstand, wordt de condensator aangesloten op een echte wisselspanning, bijvoorbeeld een sinusvormige spanning. Dat is getekend in figuur 3/4.6-14. In feite is dit niets meer of minder dan een verfijnde situatie van het schema van figuur 3/4.6-12. Er hoeven nu geen schakelaars meer omgepoold te worden om een voort-

4.6 Schakelingen met condensatoren

durend variërende spanning te verkrijgen, daar zorgt de aard van de sinusspanning zelf voor. Het gevolg is dan ook, dat de spanning over de condensator zich voortdurend aan die variërende ingangsspanning zal willen aanpassen en er dus een continu stroom door de keten vloeit. Het besluit van dit verhaal kan kort, maar krachtig zijn: een condensator, die voor gelijkspanning een perfekte isolator is, zal voor wisselspanning een bepaalde weerstand bezitten!



Figuur 3/4.6-14: Een condensator, aangesloten op een sinusvormige spanning, zal uit deze spanning een wisselstroom i trekken.

De impedantie van een condensator
Zoals bekend uit de wet van Ohm bestaat er een bepaald verband tussen de weerstand van een keten, de spanning die over die keten staat en de stroom die door de onderdelen van het systeem loopt. Dat verband wordt in formule-vorm uitgedrukt door:

$$U = I \cdot R$$

of, onder woorden: de spanning over een systeem is gelijk aan de weerstand in het systeem, vermenigvuldigd met de stroom. Bij het begrip weerstand denkt men meestal alleen maar aan de waarde die op een weerstandje staat: een weerstand met de kode rood-rood-rood heeft een weerstand van 2,2 kΩ. In de vorige paragraaf is aangetoond dat, als men aan een condensator een wisselspanning aanlegt er door die condensator een wisselstroom vloeit. Volgens de wet van Ohm moet die condensator dus een weerstand bezitten. Omdat dit verschijnsel alleen maar optreedt als de condensator met wisselspanning gevoed wordt, noemt men die weerstand de wisselstroomweerstand van de condensator, meestal de impedantie van de condensator genoemd. De eenheid van impedantie is, net zoals die van weerstand, de Ohm.
Het vreemde is echter dat de waarde van een condensator niet in Ohm wordt uitgedrukt, maar in Farad. Op een of andere manier moet er dus een verband bestaan tussen de waarde van de condensator in Farad en de impedantie in Ohm, die de waarde vertegenwoordigt. Het blijkt dat de wisselstroomweerstand van een condensator ook wordt bepaald door de grootte van de frequentie van de spanning die over de condensator staat. Dat is, na enig nadenken, ook vrij logisch. Immers, hoe hoger de frequentie, hoe sneller de spanning die aan de condensator wordt aangeboden verandert en hoe meer stroom er door de keten moet vloeien om die spanningsvariaties bij te benen. Een ding is dus duidelijk: als de frequentie van het signaal groter wordt, dan gaat ook de stroom stijgen, wat dus neer komt op een verlaging van de wisselstroomweerstand van de condensator.

4.6 Schakelingen met condensatoren

kapaciteit	impedantie in ohm
50µ	3,18
20µ	7,96
10µ	15,9
8µ	19,9
4µ	39,8
2µ	79,6
1µ	159
500n	318
250n	637
100n	1590
50n	3180
20n	7960
10n	15900
5n	31800
1n	159000
500p	318000
250p	637000
100p	1590000

Figuur 3/4.6-15: Het verband tussen capaciteit en impedantie van een aantal condensatoren, ***bij een frequentie van 1 kHz.***

Anderzijds zal het duidelijk zijn, dat de stroom in de keten groter wordt als de capaciteit van de condensator stijgt. Hoe groter de condensator, hoe meer elektronen uit de spanningsbron naar de platen van de condensator getransporteerd moeten worden om de condensatorspanning gelijke tred te laten houden met de wisselspanning aan de ingang van de keten. De impedantie van een condensator neemt dus af als de waarde van de condensator stijgt. Die twee waarheden als een koe kunnen vertaald worden naar de volgende vrij eenvoudige wiskundige uitdrukking:

$$Z_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C}$$

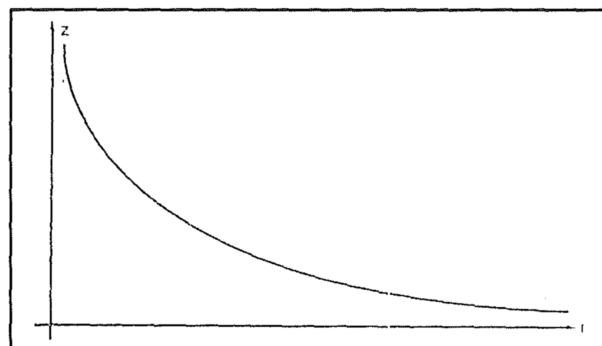
In deze formule stelt de letter Z de impedantie voor, die wordt uitgedrukt in Ω. C staat voor de waarde van de condensator en wordt uitgedrukt in F, f is de frequentie in Hz en π is uiteraard het magische getal pi, gelijk aan 3,14. Voor lezers die niet gewend zijn met formules te werken, valt het werken met deze formule niet mee. Immers, in de praktijk wordt de waarde van een condensator nooit uitgedrukt in Farad, maar in miljoensten, honderd miljoensten en zelfs miljoensten miljoensten van een Farad. Bovendien wordt de frequentie zelden in Hz uitgedrukt maar meestal in kHz of MHz. Ga daar maar eens mee werken in deze formule! Om het de lezer(es) gemakkelijk te maken wordt in figuur 3/4.6-15 een tabelletje gegeven, waaruit de impedantie van de meest gebruikte condensatorwaarden zonder meer is af te lezen en dit bij een frequentie van 1.000 Hz.

Het verband tussen frequentie en impedantie

Het tabelletje van figuur 3/4.6-15 is niet voor niets slechts voor één frequentie gegeven. Uit de formule voor de impedantie van een condensator volgt immers, dat de Z van een C ook afhankelijk is van de frequentie. Als men, voor een bepaalde condensator, het verband tussen frequentie en impedantie in een grafiek uitzetten, dan ontstaat een kromme zoals getekend in figuur 3/4.6-16. Het merkwaardige hierbij is, dat dit verband niet lineair is, met andere woorden, als de frequentie verdubbelt, dan zal de impedantie niet tot

4.6 Schakelingen met condensatoren

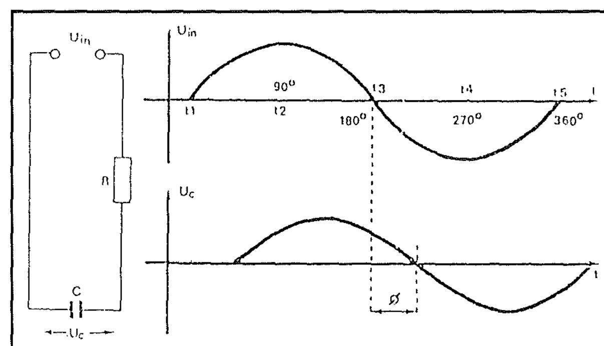
de helft terugvallen. Bij lage frequenties zal een kleine variatie in de frequentie van het aan de condensator aangeboden signaal een grote variatie van de impedantie van de condensator tot gevolg hebben. Bij zeer hoge frequenties heeft een zelfde relatieve variatie van de frequentie een heel wat kleinere invloed op de impedantie van een condensator.
Dit is een zeer belangrijk gegeven, waarvan in de ontwerppraktijk vaak gebruik wordt gemaakt.



Figuur 3/4.6-16: Het verband tussen de frequentie van de wisselspanning over een condensator en de impedantie van het onderdeel.

De faseverschuiving van een condensator

Een volgend belangrijk gegeven van een condensator, aangesloten op wisselspanning is dat de spanning over een condensator ***vertraagd*** is ten opzichte van de spanning die men aan de kring, waarin de condensator is opgenomen, aanlegt. Dit vreemd verschijnsel is getekend in figuur 3/4.6-17. In deze figuur is het bekende schema opgebouwd van een serieschakeling van een weerstand en een condensator, die gevoed worden door een sinusvormige wisselspanning. Bij de bespreking van het vertragend verschijnsel wordt aangenomen dat aan de ingang van de schakeling slechts één periode van de wisselspanning wordt aangelegd, zoals ook getekend in de grafiek van de ingangsspanning.
Op moment t1 is de ingangsspanning dus nog nul, en dat is uiteraard ook de spanning over de condensator. Tussen t1 en t2 gaat de ingangsspanning stijgen. De condensator gaat zich op willen laden tot deze stijgende spanning, zodat er een bepaalde stroom i door de keten gaat vloeien. Omdat de ingangsspanning voortdurend stijgt, zal de spanning over de condensator steeds enigszins vertraagd zijn ten opzichte van de ingangsspanning.



Figuur 3/4.6-17: Het begrip faseverschuiving van een condensator wordt aan de hand van deze figuur uitgelegd.

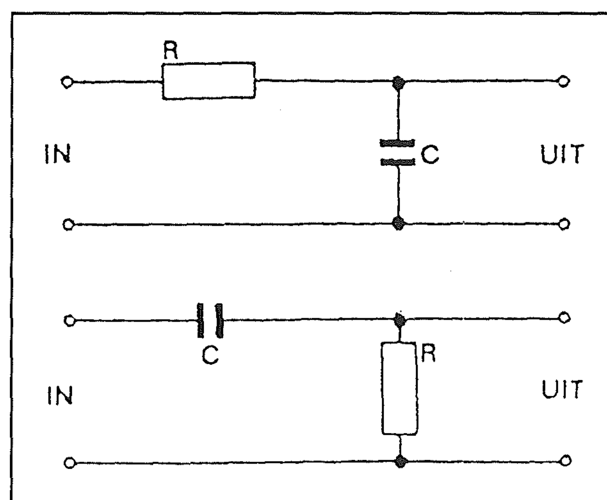
Door de tijdconstante van de RC-kring, immers, duurt het een tijdje alvorens de condensator opgeladen is tot de ingangsspanning. Als dus, op tijdstip t2, de ingangsspanning maximaal positief is, zal de spanning over de condensator nog niet zo ver zijn. Op dat moment gaat de ingangsspanning echter weer dalen. Het gevolg is, dat de spanning over de condensator niet tot de maximale waarde van de ingangsspanning kan stijgen (door de vertraging, veroorzaakt door de tijdconstante), maar dat de spanning Uc nu weer gaat dalen. Op het ogenblik t3, de ingangsspanning

is weer nul, zal er over de condensator nog een spanning aanwezig zijn. Voor de negatieve cyclus geldt hetzelfde verhaal. De spanning over de condensator zal steeds vertraagd zijn ten opzichte van de ingangsspanning.
Ook als er een continue reeks sinussen aan de schakeling wordt gelegd zal er een duidelijk merkbare verschuiving bestaan tussen het verloop van de ingangsspanning en het verloop van de condensatorspanning. Dit verschijnsel noemt men de ***faseverschuiving*** van de spanning over een condensator. Uit de figuur volgt duidelijk, dat de condensatorspanning ***naijlt*** op de ingangsspanning. De ingangsspanning zal altijd iets eerder een bepaalde waarde bereikt hebben dat de spanning over de condensator.
De faseverschuiving van de spanning over een condensator wordt aangeduid door de Griekse letters Φ of φ (uitgesproken als "fi") en uitgedrukt in graden. Dat kan, als men de volledige cyclus van één periode van de sinusvormige ingangsspanning verdeelt in 360 graden. De faseverschuiving wordt dan bepaald door het aantal graden verschil dat er bestaat tussen de nuldoorgang van de ingangsspanning en de nuldoorgang van de condensatorspanning.
In het getekende voorbeeld is de faseverschuiving Φ ongeveer gelijk aan 35 graden.

Integratoren en differentiatoren

Inleiding

Vooropgesteld moet worden, dat een condensator een zeer sociaal onderdeel is. Hij (of zij, wie zal het zeggen) heeft erg veel mogelijkheden in petto, maar die komen er alleen uit wanneer de condensator in de gelegenheid wordt gesteld samen te werken met andere onderdelen. Bovendien is het zo, dat hij (of zij) duidelijk de voorkeur geeft aan samenwerking met een weerstand, zodat men de condensator in de praktijk voornamelijk met een weerstand zal zien optrekken. De samenwerking weerstand/condensator kan zich uiten op twee verschillende manieren, die in figuur 3/4.6-18 getekend zijn. In de bovenste figuur is een ***integrator*** getekend, in de onderste een ***differentiator***. Beide zeer fundamentele schakelingen bestaan uit de serieschakeling van een weerstand en een condensator, waarbij het enige verschil is de plaats die beide onderdelen innemen. Bij een integrator wordt de ingangsspanning aangeboden tussen de massa en de weerstand en wordt het uitgangssignaal afgetakt over de condensator. Bij een differentiator is dit net andersom.



Figuur 3/4.6-18: De twee basisschema's van RC-netwerken: boven een integrator, onder een differentiator.

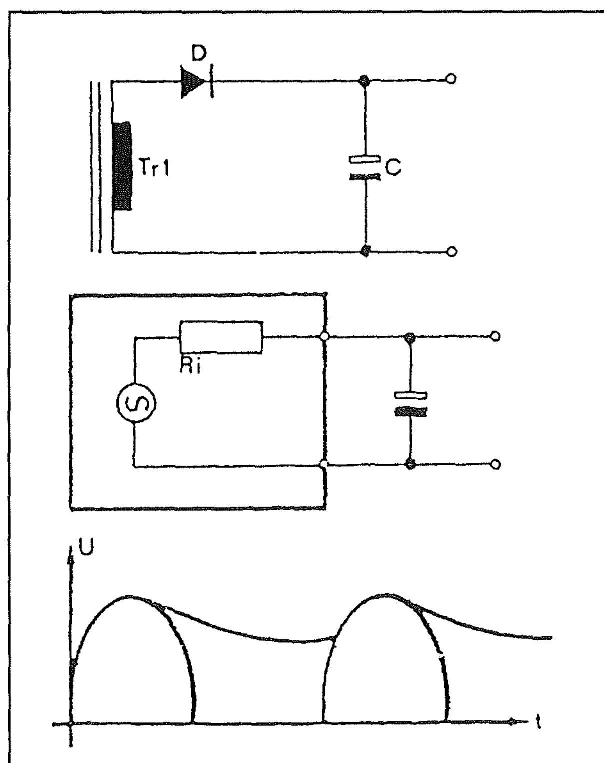
4.6 Schakelingen met condensatoren

Wat voor soort toepassing van een condensator men in de praktijk ook ontmoet, steeds zal die te herleiden zijn tot een differentiator of een integrator (tenzij er een spoel de idylle tussen weerstand en condensator komt verstoren). In de volgende paragrafen worden een paar van die praktische toepassingen van integrator of differentiator voorgesteld.

De condensator als afvlakker

In ieder apparaat zit een voeding en tenzij die voeding is opgebouwd uit batterijen, zal daar steeds beroep gedaan worden op een grote condensator voor het afvlakken van de door een diode gelijkgerichte wisselspanning.

Het welbekende schema is getekend in figuur 3/4.6-19.



Figuur 3/4.6-19: De afvlakcondensator in iedere voeding is een typisch voorbeeldje van een integrator.

De wisselspanning wordt eerst door de trafo Tr1 tot de geschikte grootte gereduceerd, gelijkgericht door de diode D (dat wil zeggen dat alleen de positieve helften van de wisselspanning door de diode worden doorgelaten) en nadien door de elco C afgevlakt. ook dit schema is te reduceren tot een van de twee basisschema's uit figuur 3/4.6-18 en wel tot een integrator. De combinatie trafo en diode kan inderdaad voorgesteld worden door een ideale spanningsbron en een inwendige weerstand Ri en zodoende kan het praktisch schema, boven getekend in figuur 3/4.6-19, herleid worden tot het zogenoemde equivalente schema in het midden. Hier herkent men onmiddellijk de integrator in!

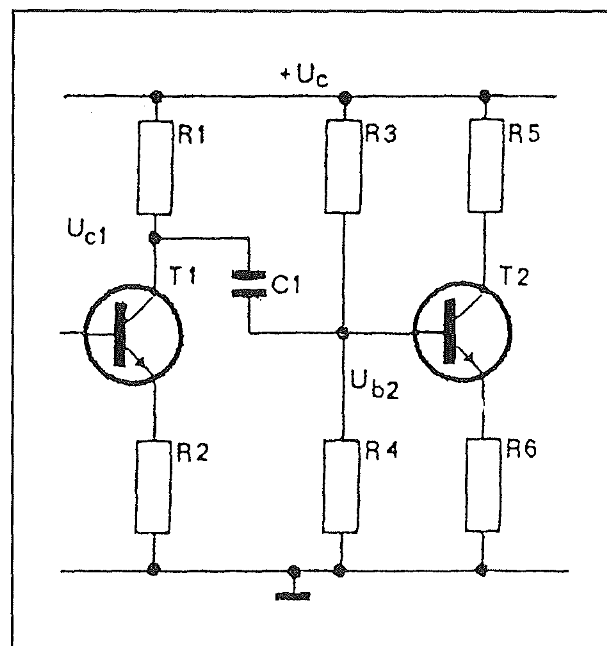
Men kan de werking van de schakeling op twee manieren verklaren. In de eerste plaats kan men zeggen, dat de condensator zal optreden als een soort reservoir, dat de spanning die de diode doorlaat, zal opstapelen en weer afgeven op de momenten dat de diode geen spanning doorlaat. De condensator zal zich opladen, als hij via de inwendige weerstand verbonden wordt met de wisselspanning.

In de tweede plaats kan men de werking van de schakeling ook langs een meer theoretische kant benaderen. Daarbij moet men dan wél even aannemen, dat de spanning die door de combinatie trafo-diode wordt opgewekt, samengesteld kan worden uit een bepaalde gelijkspanning en een heleboel sinusvormige signalen (dus wisselspanningen) met allemaal bepaalde amplitudes en frequenties. Wiskundig wordt dit soort ontledingen (waarbij iedere periodieke spanning opgebouwd wordt uit een gelijkspanning en een aantal sinussen) verklaard door de Fourier-analyse. Welnu, als het schema van figuur 3/4.6-19 wordt beschouwd als

een integrator en als men er verder aan denkt dat een condensator een impedantie heeft, die daalt als de frequentie stijgt, dan vormt de schakeling van de gelijkrichter met afvlakcondensator niets meer dan een laagdoorlaat filter, opgebouwd uit de inwendige weerstand van de trafo-diode kombinatie (Ri) en de afvlakcondensator C. Aan de ingang van dit filter wordt een combinatie van een gelijkspanning en verschillende wisselspanningen aangesloten. De condensator heeft voor de gelijkspanning een oneindig hoge weerstand, zodat deze ongestoord aan de uitgang verschijnt. De impedantie van de condensator zorgt ervoor, dat de wisselspanningen verkleind worden door de spanningsval over Ri, zodat deze zeer verzwakt (als men de C maar groot genoeg maakt) aan de uitgang verschijnen. Conclusie: door het laagdoorlaat filter zullen de wisselspanningscomponenten in het signaal veel kleiner worden. Natuurlijk verdwijnt de wisselspanning niet helemaal uit het signaal, wat zich uit onder de vorm van brom op de voedingsspanning.

De condensator als koppelonderdeel

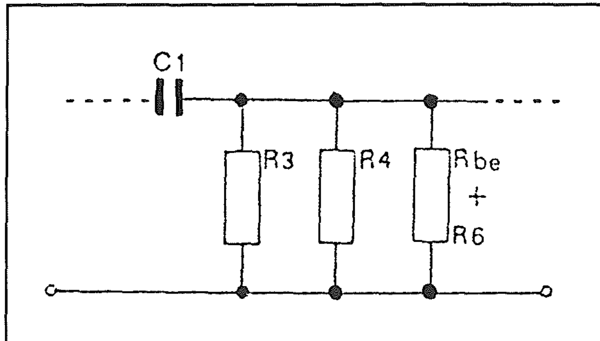
Reeds is vastgesteld dat een condensator voor gelijkspanning een ideale isolator is. Dat wil zeggen dat, als er aan een condensator een gelijkspanning wordt aangesloten, er eerst een korte stroomstoot door het onderdeel vloeit, zodat de condensator oplaadt tot de grootte van de aangelegde spanning en dat er nadien niets meer gebeurt. Van deze eigenschap wordt gebruik gemaakt als men twee punten, die op een verschillende gelijkspanning staan, met elkaar wil verbinden. De condensator dient dan als koppelelement, die wel eventuele wisselstroom van de ene schakeling naar de andere laat lopen, maar de verschillende gelijkspanningen netjes in de verschillende apparaten laat. Het schema is getekend in figuur 3/4.6-20. De collector van T1 is, zoals dat meestal het geval is, ingesteld op ongeveer de helft van de voedingsspanning. De basis van T2, daarentegen, is ingesteld op een spanning, die 0,7 V hoger is dan de spanning op de emitter. Deze laatste is niet zo groot, zodat ook de basis op ten hoogste 2 á 3 V staat. Nu is het wel de bedoeling, dat het versterkte wisselspanningssignaal van de collector van T1 doorgekoppeld wordt naar de basis van T2. Tussen beide trappen moet dus een onderdeel worden geplaatst, dat wel de wisselspanning, maar geen gelijkspanning doorlaat. En dat is uiteraard een condensator.



Figuur 3/4.6-20: Een koppelcondensator tussen twee trappen kan opgevat worden als een differentiator.

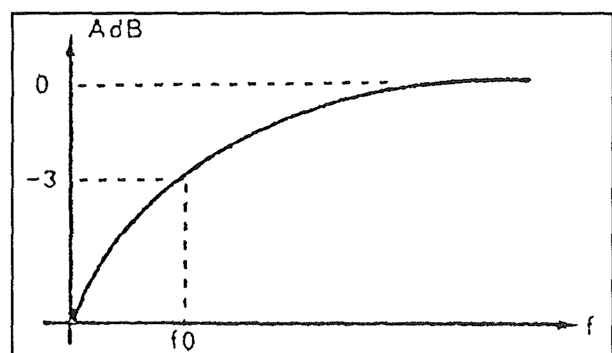
Uit figuur 3/4.6-21 volgt, dat het schema van de vorige figuur ook is te herleiden tot een van de basisschema's en wel tot een differentiator.

4.6 Schakelingen met condensatoren



Figuur 3/4.6-21: De koppelcondensator kan opgevat worden als een differentiator, waarbij de voor wisselspanningen parallel geschakelde weerstanden R3, R4 en R_{be} + R6 de differentiërende weerstand vormen.

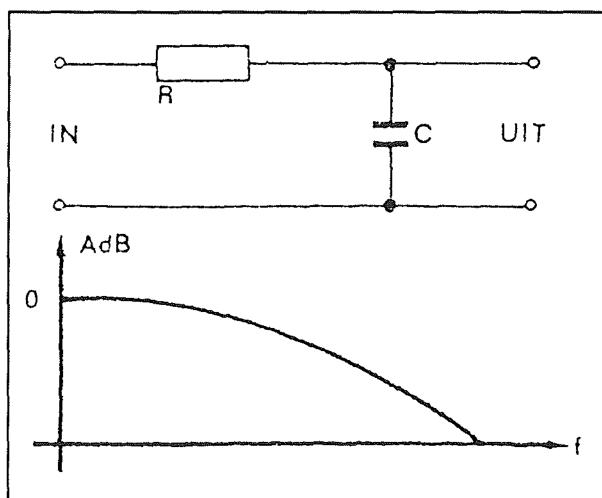
De weerstanden R3, R4 en de serieschakeling van de emitterweerstand R6 en de basis-emitterweerstand van de transistor staan immers voor wisselspanningen parallel geschakeld tussen de basis van T2 en de massa. De voedingslijn is ontkoppeld door middel van een grote voedingselco. Dat wil zeggen dat de voedingslijn voor signaalspanningen aan massa ligt en dus staat R3 voor deze signalen tussen de basis en massa geschakeld. Nu is een differentiator een hoogdoorlaat filter, omdat de impedantie van de condensator (waardoor het signaal zich een weg moet banen) zal zorgen voor een bepaalde verzwakking van de lage frequenties. Daarvoor is de impedantie van de condensator immers zeer hoog.
Dat heeft tot gevolg dat zo'n koppelcondensator steeds zal zorgen voor een bepaalde verzwakking van de laagste frequenties in het signaal. De weergavekarakteristiek van de kombinatie T1+ T2 uit figuur 3/4.6-20 is getekend in figuur 3/4.6-22. De frequentie fo, waarbij de verzwakking gelijk is aan 3 dB, noemt men de onderste doorlaatfrequentie van de schakeling. Men moet er steeds voor zorgen, dat deze lager ligt dan de laagste frequentie, die door de schakeling versterkt moet worden. Dat wil zeggen, dat de waarde van de koppelcondensator bepaald wordt door de laagste door te laten frequentie. Hoe groter de condensator, hoe kleiner de impedantie voor lage frequenties en hoe meer fo opschuift naar de kant van de lage frequenties.
Natuurlijk kan men het verschijnsel, dat een koppelcondensator de lage frequenties in een versterker verzwakt, ook bewust gebruiken. Als men bijvoorbeeld een antirumble filter zou willen bouwen (een filter tegen het gestommelgeluid van een microfoon), dan kan men de koppelcondensatoren tussen de verschillende trappen bewust zo klein kiezen, dat de frequentieband onder 20 Hz verzwakt wordt.



Figuur 3/4.6-22: De differentiator zorgt ervoor, dat de lage frequenties verzwakt worden en de hoge frequenties ongehinderd worden doorgelaten.

De condensator in een ruisfilter
Een condensator-weerstand netwerk, geschakeld als integrator (zie figuur 3/4.6-23) is bruikbaar als ruisfilter. De impedantie van de condensator zal er immers voor zorgen, dat de hoge frequenties verzwakt worden. De schakeling van fi-

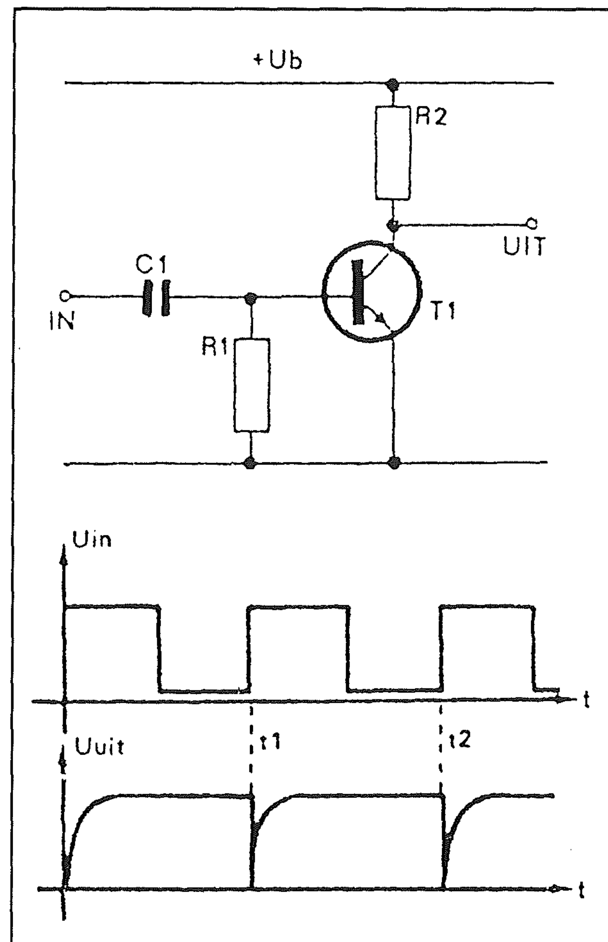
guur 3/4.6-23 is niets anders dan een frequentie-afhankelijke potentiometer, die de lage frequenties zo goed als onverzwakt zal doorlaten en de hoge frequenties zal kortsluiten naar de massa. Daarvoor zorgt de impedantie van de condensator, die veel lager is voor hoge frequenties dan voor lage.



Figuur 3/4.6-23: Een RC-netwerk kan gebruikt worden als laagdoorlaat filter.

De condensator als pulsversmaller

Vaak komt het voor dat men uit een brede puls een korte naaldpuls moet destilleren, zoals getekend in figuur 3/4.6-24. Ook hier kan men een condensator in combinatie met een weerstand toepassen. Uit de tekening volgt, dat beide onderdelen geschakeld zijn als differentiator. Vermeld werd reeds dat een differentiator een hoogdoorlaat filter is. Bovendien is het, dank zie de Fourier-analyse, duidelijk dat een puls is samengesteld uit een heleboel wisselspanningen met allemaal verschillende frequenties. De snelle sprong van het ene niveau naar het andere vertegenwoordigt de zeer hoge frequenties in het pulssignaal, de "vloer" en het "dak" van de puls worden opgebouwd uit de laagfrequente componenten.



Figuur 3/4.6-24: Een differentiator kan gebruikt worden voor het destilleren van naaldpulsen uit een blokvormig signaal.

Als de waarde van de condensator C1 en de weerstand R1 zo worden gekozen dat alleen zeer hoge frequenties worden doorgelaten en de condensator voor de laagste frequenties uit het pulssignaal een zeer hoge impedantie heeft, dan zullen alleen de voor- en achterflanken van de puls doorgelaten worden. Door de schakeling rond de transistor zullen bovendien alleen de positieve overgangen, dus de voorflanken, aan de uitgang verschijnen. De basis van de transistor is door middel van een weerstand met de massa verbonden.

4.6 Schakelingen met condensatoren

Dat wil zeggen dat de transistor normaal gesproken niet zal geleiden. Het spanningsverschil tussen basis en emitter is gelijk aan nul. De collectorspanning is gelijk aan de voedingsspanning. De voorflank van de puls wordt door de differentiator doorgelaten en belandt op de basis. Deze positieve spanningssprong zal de transistor even in geleiding sturen, zodat de collectorspanning gelijk wordt aan nul. Even later herstelt de oude toestand zich. De achterflank wordt weliswaar door de condensator doorgelaten, maar deze negatieve sprong heeft niet de geringste uitwerking op de toch reeds sperrende transistor. De collectorspanning blijft gelijk aan de voedingsspanning.

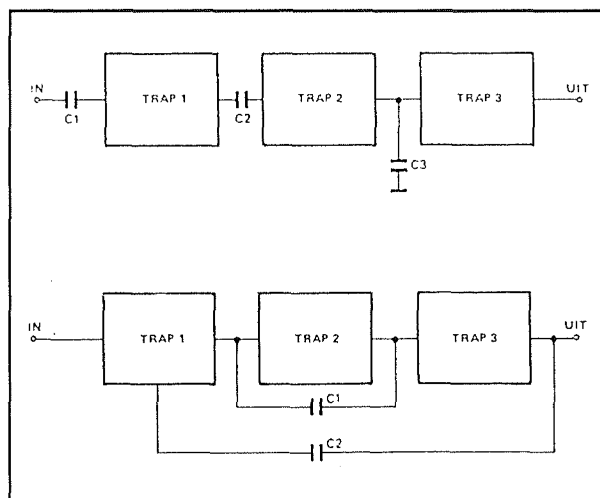
De condensator als terugkoppel element

Inleiding

Nadat in het vorig subhoofdstuk enige "recht-toe-recht-aan" toepassingen van de condensator zijn besproken, komen in dit subhoofdstuk meer verfijnde toepassingen van de condensator aan de orde. Toepassingen, waarbij de condensator niet rechtstreeks in de signaalloop is opgenomen, maar waar de condensator gebruikt wordt in een terugkoppeling. Een van de voornaamste toepassingen hiervan is het beïnvloeden van de weergavekarakteristiek van een versterker. Dank zij capacitieve terugkoppeling kan men bovendien de ingangsimpedantie van een versterkertrap behoorlijk opvoeren.

Terugkoppeling

Het fundamentele verschil tussen rechtstreekse toepassingen van een condensator en die waarbij het onderdeel als terugkoppel-element gebruikt wordt, volgt uit figuur 3/4.6-25. In de bovenste figuur staan enige condensatoren, gebruikt als rechtstreeks element. De onderdelen zitten namelijk rechtstreeks in de signaalloop. Zo moet het te versterken signaal, dat aan de ingang van de schakeling wordt gelegd, eerst door condensator C1 gaan, alvorens het aan de ingang van de eerste trap komt. Hetzelfde geldt voor condensator C2. Ook condensator C3 werkt rechtstreeks op het signaal in. Weliswaar moet het signaal niet doorheen dit onderdeel, wil het zijn weg door de schakeling vervolgen, maar de condensator zal wel rechtstreeks zijn invloed op het signaal doen gelden.



Figuur 3/4.6-25: Het verschil tussen rechtstreekse toepassingen van condensatoren (boven) en condensatoren in terugkoppelingen (onder).

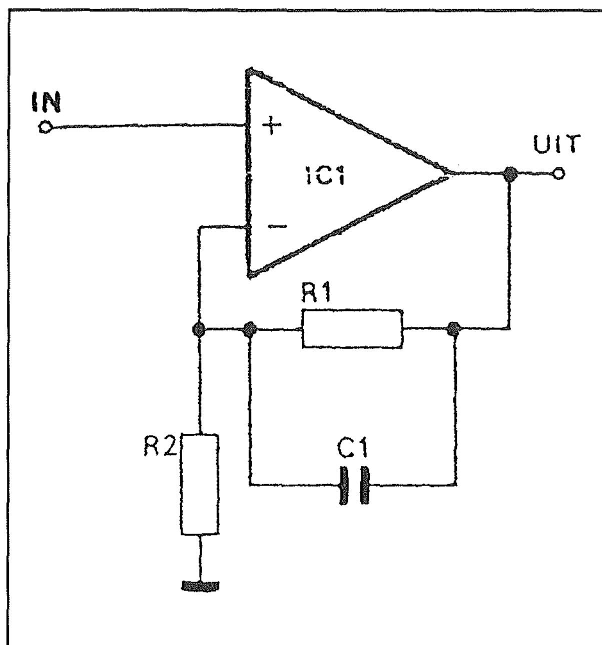
Bij tegenkoppeling, zoals getekend in het onderste schema, gaat het er heel anders aan toe. De twee getekende condensatoren C1 en C2 zitten niet in de weg van het signaal. De spanning die aan de ingang van de schakeling wordt aangelegd, kan immers alle trappen van het blokschema

doorlopen, zonder een van de condensatoren te ontmoeten. Toch zullen de condensatoren wel degelijk invloed op de werking van de schakeling hebben. Via de condensatoren wordt immers een bepaald gedeelte van het uitgangssignaal van een trap teruggekoppeld naar de ingang van die trap. Dat is het geval met condensator C1. Ook kan het gebeuren, dat een deel van het uitgangssignaal van een complete schakeling wordt teruggekoppeld naar de ingang van die schakeling, of ergens naar een punt van een trap uit die schakeling. Dat doet bijvoorbeeld C2. Kort samengevat is er dus sprake van terugkoppeling (het principe ligt in feite in de naam verborgen), als een deel van de uitgangsspanning van een schakeling wordt teruggevoerd naar de ingang of een bepaald punt van de schakeling. Er bestaan twee soorten terugkoppeling: meekoppeling en tegenkoppeling. In het eerste geval zal de terugkoppeling een versterkend effekt op de werking van de schakeling hebben. Het teruggekoppelde signaal versterkt dan als het ware het aanwezige ingangssignaal. Bij tegenkoppeling zal het teruggekoppelde signaal een tegenwerkende of verzwakkende invloed op het aanwezige ingangssignaal uitoefenen. Het is deze soort van terugkoppeling, die in een aantal praktische toepassingen nader aan de tand wordt gevoeld.

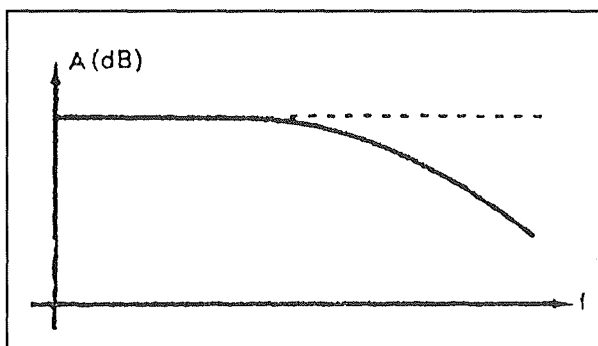
Het beïnvloeden van de versterking van hoge frequenties

Als men een versterkertrap ontwikkelt, kan het de bedoeling zijn dat slechts een bepaalde frequentieband wordt versterkt. Denk bijvoorbeeld aan een microfoonversterker, waar wel de frequenties uit het spraakspectrum moeten worden versterkt, maar niet de steeds aanwezige hoogfrequente ruis. Ook kan het zijn, dat men de hoge frequenties, die van geen nut zijn, niet wil versterken, omdat men bang is dat die onnodige versterking toch alleen maar narigheid, zoals oscillaties, tot gevolg zal hebben. Denk bijvoorbeeld aan een eindversterker, uitgerust met MOS-FET-transistoren. In principe kan zo'n schakeling tot enige honderden kHz versterken. Maar daar alle frequenties van meer dan 20 kHz toch onhoorbaar zijn, is het nergens voor nodig dat deze eigenschap van de versterker wordt gebruikt. Kortom, er zijn een heleboel toepassingen te verzinnen, waarbij bewust wordt gestreefd naar het beperken van de bandbreedte. Een terugkoppeling door middel van een condensator is een uitstekend middel om dit doel te bereiken! Men weet immers, dat een condensator een impedantie heeft die afhankelijk is van de frequentie van het signaal. Hoe hoger de frequentie, hoe lager de impedantie.
Een eenvoudig voorbeeldje van een dergelijke vorm van terugkoppeling, toegepast op een versterker die is uitgerust met een operationele versterker, is getekend in figuur 3/4.6-26. Het te versterken ingangssignaal wordt aangeboden aan de positieve ingang van de op-amp. De mate van versterking wordt ingesteld door middel van twee weerstanden, R1 en R2. Deze voeren een gedeelte van de versterkte uitgangsspanning terug naar de inverterende ingang van de op-amp. Zoals bekend heeft een op-amp de behoefte het spanningsverschil tussen zijn beide ingangen zo klein mogelijk te houden.
Als de te versterken spanning gelijk is aan bijvoorbeeld 1 V en de spanningsdeler is zo gekozen dat een tiende van de uitgangsspanning op de negatieve ingang belandt, dan zal de versterking van de trap gelijk zijn aan tien. De op-amp zal zichzelf immers zo instellen, dat de spanning op

de negatieve ingang gelijk wordt aan de 1 V op de positieve ingang. Dat kan alleen, als de uitgangsspanning van de schakeling gelijk is aan 10 V.



Figuur 3/4.6-26: Het beperken van de bandbreedte van een operationele versterker door middel van een condensator in de terugkoppeling.

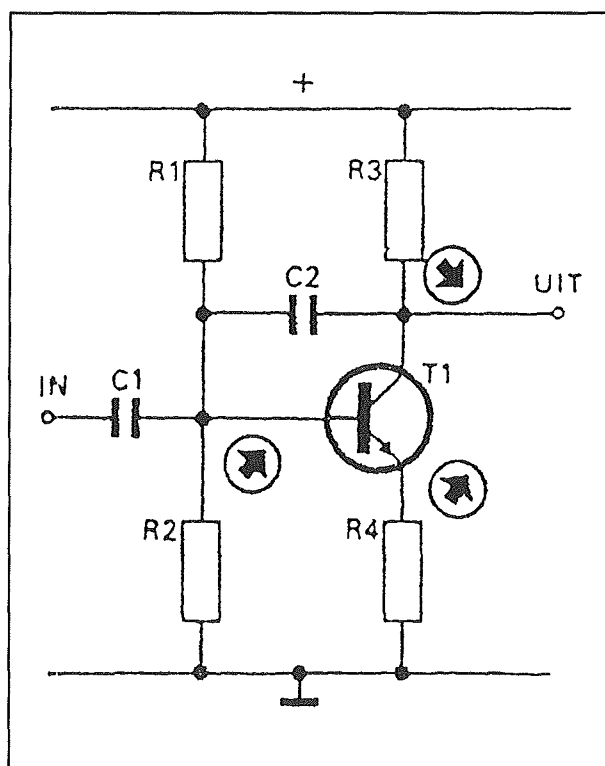


Figuur 3/4.6-27: De amplitude-frequentie karakteristiek van een door middel van een condensator teruggekoppelde versterker.

Deze redenering geldt, als de invloed van de condensator C1 buiten beschouwing wordt gelaten. Deze condensator zal er echter voor zorgen, dat de spanningsdeler tussen uitgang en negatieve ingang frequentie-afhankelijk wordt. Voor lage frequenties is de impedantie van de condensator zeer groot en is zijn aanwezigheid te verwaarlozen. Als de frequentie van het signaal stijgt, dan zal de impedantie van de condensator gaan dalen. De totale weerstand tussen uitgang en negatieve ingang wordt dan gelijk aan de parallelschakeling van de vaste weerstand R1 en de variabele weerstand van de condensator. Hoe hoger de frequentie, hoe lager deze totale weerstand zal worden. Met andere woorden: als de frequentie stijgt, dan zal een groter deel van de uitgangsspanning teruggekoppeld worden naar de negatieve ingang van de op-amp. De uitgangsspanning moet dan niet meer gelijk zijn aan 10 V, om de spanning op de negatieve ingang gelijk te maken aan de 1 V op de positieve ingang. De versterking van de schakeling gaat dalen. Het zal duidelijk zijn dat de versterkingsdaling toeneemt, als de frequentie stijgt.
Daarvoor zorgt de dalende impedantie van de condensator. Als men dus een grafiekje tekent, waarin de versterking van de trap wordt uitgezet in functie van de frequentie, dan zal dat er uitzien zoals getekend in figuur 3/4.6-27.
Voor lage frequenties is de versterking gelijk aan een bepaalde, constante waarde. Als de impedantie van de condensator mee gaat spelen, stelt men vast dat de versterking gestaag afneemt. Hetzelfde grapje kan men natuurlijk ook uithalen bij een versterkertrap, die is opgebouwd met een transistor. Het schema is getekend in figuur 3/4.6-28. De transistor wordt ingesteld door middel van de twee

4.6 Schakelingen met condensatoren

basisweerstanden en hun soortgenoten in collector en emitter. De versterking is gelijk aan de verhouding van R3 tot R4. De tegenkoppeling wordt nu gevormd door de condensator C2, geschakeld tussen basis en collector. Voor lage frequenties speelt dit onderdeel niet mee. Als de frequentie zodanig is, dat de impedantie van de condensator tot een lage waarde is gedaald, dan zal de condensator ervoor zorgen dat een gedeelte van de spanning op de collector op de basis belandt. Nu zijn de spanningen op basis en collector in tegenfase. Als de spanning op de basis stijgt, dan zal de spanning op de collector dalen.



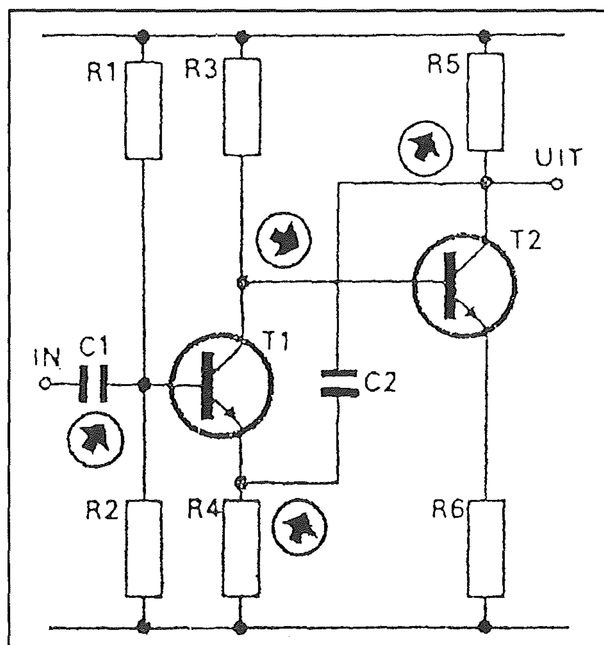
Figuur 3/4.6-28: Terugkoppeling bij een eentraps transistorversterker.

Dat is het logische gevolg van het feit dat als de basisspanning stijgt, ook de stroom door de transistor toeneemt. Deze stijgende stroom heeft een afname van de spanning op de collector tot gevolg. Wat heeft dat met de terugkoppeling te maken? Alles. De impedantie van de condensator zal er, zoals gezegd, voor zorgen dat er voor hoge frequenties een weg ontstaat om van collector naar basis te gaan. Omdat de spanning op de collector in tegenfase is met de spanning op de basis, zal de terugkoppeling ervoor zorgen, dat het signaal op de basis kleiner wordt. Het gevolg is dus, dat de hoge frequenties minder versterkt worden dan de lage frequenties, zodat de weergavekarakteristiek van de trap van figuur 3/4.6-28 gelijk is aan de grafiek van figuur 3/4.6-27.

Tot slot een zelfde soort terugkoppeling bij de vaak toegepaste tweetraps versterker van figuur 3/4.6-29. Hierbij wordt de terugkoppelcondensator geschakeld tussen de collector van de tweede transistor en de emitter van de eerste. Ook hier is makkelijk te verklaren hoe deze ingreep een verzwakking van de hoge frequenties tot gevolg heeft. Zoals uit de richting van de pijltjes blijkt, zijn de signalen op emitter van T1 en collector van T2 in fase. De aanwezigheid van de condensator C2 zal er dus voor zorgen, dat bij aanwezigheid van signalen met hoge frequenties een gedeelte van het versterkte signaal van de collector van T2 op de emitter van T1 belandt. Met andere woorden: de signaalspanning op de emitter van T1 is hoger dan het geval zou zijn als de condensator er niet was. Het vergroten van de spanning op de emitter heeft tot gevolg dat het spanningsverschil tussen basis en emitter van T1 afneemt. Nu is het precies dat spanningsverschil dat de mate van uitsturing van T1 bepaalt. Hoe groter de spanning tussen basis en emitter, hoe meer stroom er door de halfgeleider gaat lopen en hoe groter dus de versterking. Met

4.6 Schakelingen met condensatoren

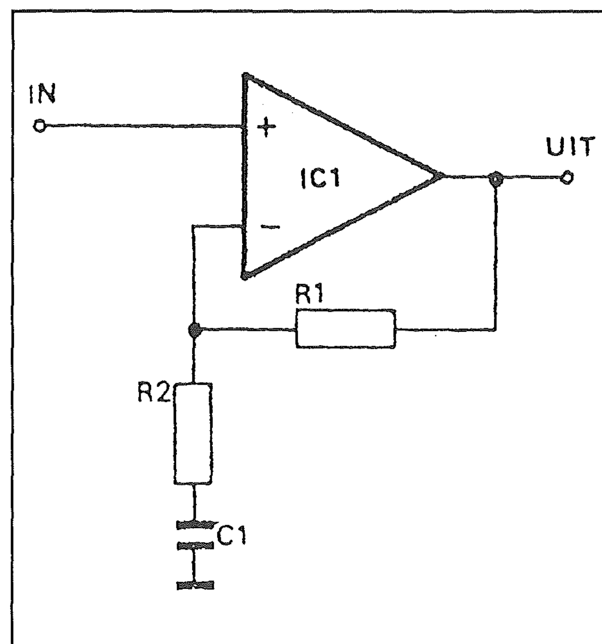
andere woorden: ook hier zal de aanwezigheid van C2 ervoor zorgen dat de versterking voor hoge frequenties aan banden wordt gelegd.



Figuur 3/4.6-29: Terugkoppeling bij een tweetraps transistorversterker.

Het beïnvloeden van de weergave van lage frequenties

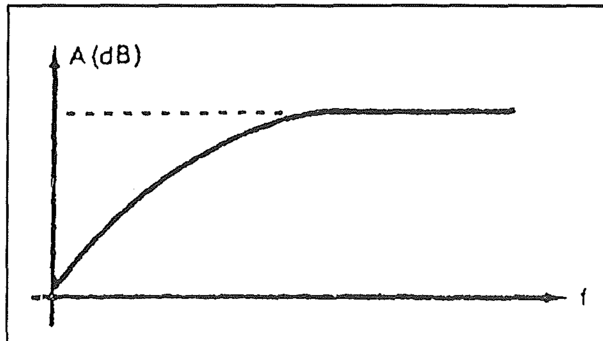
Hoewel dit niet zo vaak in de praktijk gevraagd wordt, toch is het denkbaar dat voor sommige toepassingen de versterking van een trap voor lage frequenties lager moet zijn dan voor hoge frequenties. Ook hier kan men door het invoeren van een condensator in een tegenkoppeling bereiken wat gevraagd wordt. Een voorbeeldje van zo'n schakeling is getekend in figuur 3/4.6-30. De schakeling vertoont veel overeenkomst met het schema van figuur 3/4.6-26, alleen de plaats van de terugkoppelcondensator is anders. De verklaring van de werking is echter identiek.



Figuur 3/4.6-30: Het verzwakken van de lage frequenties door een condensator op te nemen in een terugkoppeling.

Voor hoge frequenties heeft de condensator een zeer kleine impedantie, zodat deze te verwaarlozen is ten opzichte van de waarde van de weerstand R2, waarmee de condensator in serie is geschakeld. De versterking wordt dan bepaald door de verhouding van de beide weerstanden. Als de frequentie van het ingangssignaal daalt, dan zal de impedantie van de condensator steeds groter worden, zodat hij niet meer te verwaarlozen is ten opzichte van de waarde van de weerstand. Het gevolg is, dat er tussen de negatieve ingang en de massa een groter wordende weerstand komt te staan, zodat er een groter gedeelte van de uitgangsspanning op de negatieve ingang wordt aangeboden. Net zoals in het geval van figuur 3/4.6-26 zal de schakeling dus minder gaan versterken. De amplitude-frequentie karakteristiek van de schakeling van figuur 3/4.6-30 is getekend in figuur 3/4.6-31.

4.6 Schakelingen met condensatoren

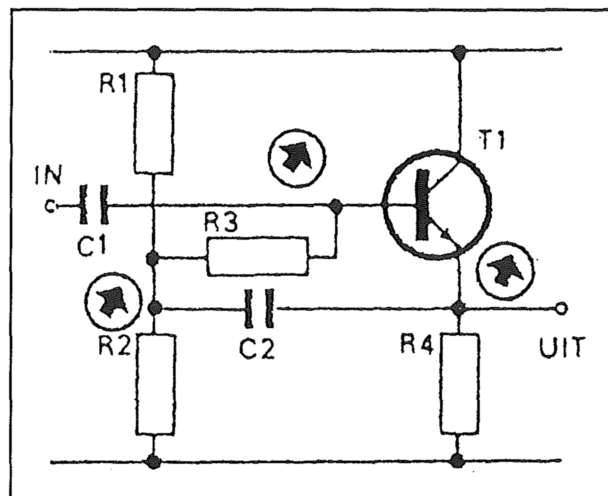


Figuur 3/4.6-31: De amplitude-frequentie karakteristiek van de schakeling van figuur 3/4.6-30.

Het zal duidelijk zijn, dat dezelfde soort terugkoppelingen ook kan worden toegepast bij versterkertrappen die zijn opgebouwd uit een of meer transistoren. Men moet echter één belangrijk verschil in gedachten houden. Het onderbreken van de verbinding tussen een weerstand en de massa, zoals gebeurt in figuur 3/4.6-30, heeft tot gevolg dat er door die weerstand geen gelijkstroom kan vloeien, omdat de condensator deze gelijkstroom immers blokkeert. Bij sommige schakelingen is dat onmogelijk, omdat dan de gelijkspanningsinstelling van de trap in het ongerede raakt. Zo zou het in principe mogelijk zijn een verzwakking van de lage frequenties te verkrijgen in een spanningsversterker, opgebouwd volgens het schema van figuur 3/4.6-28, door in serie met de weerstand R4 een condensator op te nemen. Dan kan er echter geen gelijkstroom door dit onderdeel vloeien en bijgevolg ook niet door de transistor, en dan houdt natuurlijk alles op!

Bootstrapping

Een volgende toepassing van de condensator is heel wat moeilijker uit te leggen, namelijk de bootstrapping. Voor deze Engelse term bestaat geen Nederlandse uitdrukking. Onder bootstrapping verstaat men het principe, dat men door het invoeren van een terugkoppeling de spanning, stroom of impedantie op een bepaald punt van een schakeling groter maakt dan dat deze grootheid zonder bootstrapping zou zijn. Zo is in figuur 3/4.6-32 een schemaatje getekend van een emittervolger, waarbij een terugkoppeling door middel van een condensator zorgt voor een erg hoge ingangsimpedantie.

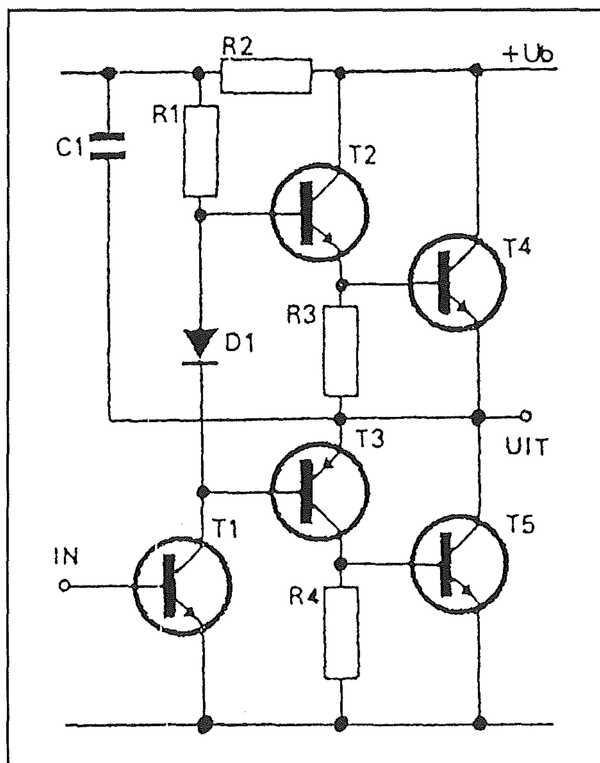


Figuur 3/4.6-32: Een emittervolger krijgt door het invoeren van bootstrapping een zeer hoge ingangsimpedantie.

Het onderdeel in kwestie is C2 en de werking berust op het volgende. De weerstanden R1, R2 en R3 hebben een vrij hoge waarde, in ieder geval zeer groot ten opzichte van de impedantie van de condensator C2. De waarde van dit onderdeel wordt zo gekozen dat zijn impedantie ook voor de laagst optredende signaalfrequentie verwaarloosbaar klein is ten opzichte van de weerstandswaarden. Men kan dus aannemen, dat voor wisselspanning de emitter doorverbonden is met het knooppunt van R1 en R2. De spanning op de emitter is gelijk aan de spanning aan

4.6 Schakelingen met condensatoren

de ingang. Ook het wisselspanningssignaal op het genoemde knooppunt zal dus even groot zijn dan de spanning op de basis. Met andere woorden: over de weerstand R3 staat géén signaalspanning, beide aansluitingen van die weerstand liggen op precies dezelfde signaalspanning. Nu weet men dat er door een onderdeel geen stroom kan lopen, als er over dat onderdeel geen spanning aanwezig is. Met andere woorden: door weerstand R3 zal geen signaalstroom lopen. Het ingangssignaal moet dus geen stroom sturen door deze weerstand. Bovendien is een eigenschap van de emittervolger, dat de stroom die in de basis van de transistor gestuurd moet worden zeer klein is. Het ingangssignaal ziet dus een zeer hoge ingangsimpedantie en wordt dus nauwelijks belast.



Figuur 3/4.6-33: Het principe van bootstrapping toegepast om de voedingsspanning van de eindtransistoren te verhogen.

Een tweede voorbeeld van een bootstrapping is getekend in figuur 3/4.6-33. Deze figuur stelt het vereenvoudigde schema voor van een laagfrequent eindversterker. Condensator C1 is hier het bootstrappende element. Bij deze toepassing gaat het niet om het verhogen van de impedantie op een bepaald punt, maar om het vergroten van de spanning op het knooppunt R1-R2. Bij een vermogensversterker is het de bedoeling dat de uitgangsspanning zo groot mogelijk wordt. Nu wordt die grootte beperkt door de beschikbare voedingsspanning. Het signaal op de uitgang van de versterker kan natuurlijk niet groter zijn dan de voedingsspanning. Het signaal kan zelfs niet gelijk worden aan die voedingsspanning, omdat een transistor alleen maar goed kan werken als er enige Volts voor hem zelf ter beschikking blijven. In de praktijk komt het er op aan, de maximale waarde van de uitgangsspanning zo dicht mogelijk bij de positieve voedingsspanning +Ub te krijgen. Zoals uit de figuur blijkt, zijn de transistoren T2 en T4 emittervolgers, die de grootte van het signaal niet beïnvloeden, maar er alleen voor zorgen dat de schakeling de grote luidsprekerstroom kan leveren. De spanning, die op de uitgang staat, vindt men dus ongeveer even groot terug op de basis van T2. Men streeft naar een zo groot mogelijke uitgangsspanning en dus ook naar een zo groot mogelijke spanning op de basis van T2. Nu is dat op zich niet zo'n probleem, maar men moeten rekening houden met de sturing van de transistor T1. Deze moet namelijk de stroom leveren voor de transistoren T2 en T3. Deze stroom is vrij groot, wat als consequentie heeft dat ook de stroom door die eerste transistor vrij groot moet zijn. Als men de versterker zo zou willen sturen, dat de uitgangsspanning (en dus ook de span-

ning op de basis van T2) zo dicht mogelijk bij de positieve voedingsspanning ligt, dan zou dit tot gevolg hebben, dat de spanningsval over de weerstanden R1 en R2 zo goed als gelijk wordt aan nul. Men wil de basisspanning van T2 immers zo dicht mogelijk bij de voedingsspanning krijgen! Nauwelijks spanningsval over R 1 en R2 betekent echter ook, dat er door die weerstanden nauwelijks stroom vloeit. De instelling van T1 komt dan in gevaar en ook de stroomsturing van T2 en T3. Gevolg: de gewenste situatie van maximale uitgangsspanning zo dicht mogelijk bij de voedingsspanning kan niet, omdat dan de sturing van de transistoren wegvalt. De bootstrapcondensator C1 brengt echter de oplossing. Door middel van deze condensator koppelt men de uitgangsspanning terug naar het knooppunt van R1 en R2. De spanning op dit knooppunt zal daardoor stijgen, waardoor er, ook bij volledige uitsturing van de versterker, toch nog een spanningsval optreedt over R1. Er kan dus stroom door deze weerstand blijven vloeien, zodat transistor T1 zich uitstekend voelt en zijn beide soortgenoten met rugnummers 2 en 3 van stroom blijft voorzien.

Baxandall: condensatoren in volle glorie

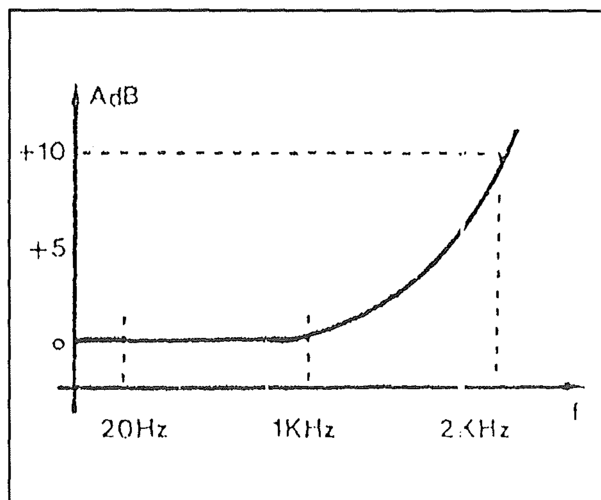
Inleiding

In het vorig subhoofdstuk zijn een paar toepassingen van de condensator besproken, als dit onderdeel is opgenomen in de terugkoppellus van een versterker. Naast deze voorbeelden zijn er een heleboel andere toepassingen van de condensator als terugkoppel-element, die zeer nuttig zijn en in bijna iedere elektronische schakeling gebruikt worden. In dit laatste subhoofdstuk wordt een waar pareltje besproken, oeroud maar nog steeds op de een of andere manier aanwezig in iedere laagfrequent versterker: de Baxandall-toonregeling. Een geluidsreproduktie systeem, dat in principe het aangeboden muzieksignaal zo onvervormd mogelijk moet weergeven, zal kunstmatig van een vervorming worden voorzien om de muziekweergave aan de eigen voorkeuren aan te passen. Die vervorming komt neer op het aanpassen van de weergavekarakteristiek van de versterker. Als de luidspreker bijvoorbeeld een slechte weergave van de hoge frequenties heeft, dan kan men dit gebrek opheffen door meer hoge frequenties aan de speaker aan te bieden. Met andere woorden: de versterker moet dan signalen met die hoge frequenties meer versterken dan signalen met lage frequenties. Deze correctie van de doorlaatkarakteristiek van een versterker noemt men toonregeling. In het genoemde voorbeeld zou dan de weergavekarakteristiek van de versterker er moeten uit zien als getekend in figuur 3/4.6-34.
Tot 1 kHz blijft de versterking gelijk aan 0 dB, voor hogere frequenties neemt de versterking van het apparaat geleidelijk toe tot een maximum van 10 dB bij 20 kHz. Als de gebruikte luidspreker signalen van 20 kHz 10 dB zou verzwakken, dan geeft de combinatie van de versterking van de versterker en de verzwakking van de luidspreker toch een rechte totale weergavecurve. Het zal nu ook wel duidelijk zijn, dat toonregelingen de versterking van een schakeling alleen zeer geleidelijk mogen veranderen, met andere woorden, de aanpassing van de weergavekarakteristiek moet geleidelijk gebeuren. In de grafiek mogen geen plotse ver-

4.6 Schakelingen met condensatoren

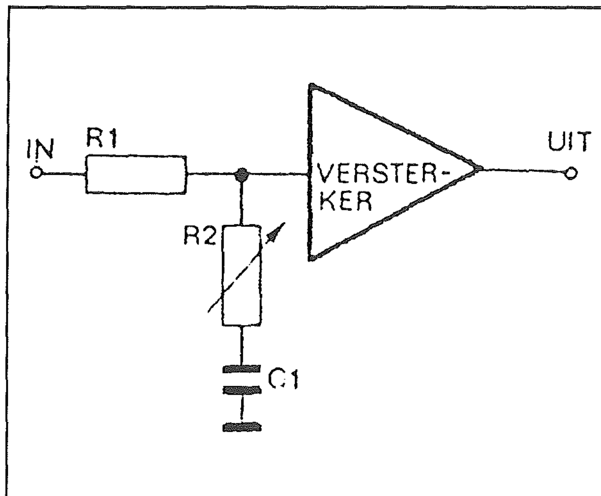
sterkingssprongen voorkomen, omdat dit een zeer onnatuurlijk geluid tot gevolg zou hebben.

Een eenvoudige schakeling
Figuur 3/4.6-35 geeft een voorbeeldje van de eenvoudigst mogelijke toonregeling, die dan ook maar alleen kan dienen voor het in min of meerdere mate verzwakken van de hoge frequenties uit een geluidssignaal. Toch worden dergelijke schakelingen nog steeds vrij vaak toegepast. Schroef maar eens een zogenoemde booster-versterker open die tegenwoordig al voor een paar tientjes te koop is en bedoeld om het geluid van de in iedere PC aanwezige geluidskaart op te peppen!
De "toonregeling" bestaat uit slechts drie onderdelen: een vaste weerstand R1 , een potentiometer R2 en een condensator C1. De werking volgt uit eigenschap, dat condensatoren een impedantie hebben, die daalt als de frequentie toeneemt. Stel, dat de potentiometer volledig in het circuit is opgenomen. De waarde van dit element is zo gekozen, dat de weerstand van de potentiometer groot is ten opzichte van de impedantie van de condensator. De schakeling vormt een spanningsdeler. Het signaal zal verzwakt worden, door de stroom die door de keten R1-R2-C1 vloeit. Als de potentiometer volledig in de schakeling staat, dan is de totale impedantie van de serieschakeling van potentiometer en condensator zeer groot. De verzwakking zal dan verwaarloosbaar zijn en het signaal aan de ingang van de schakeling komt zo goed als onverzwakt op de ingang van de versterker. Deze kleine verzwakking is bovendien frequentie-onafhankelijk. Weliswaar zal de impedantie van C1 dalen als de frequentie stijgt, maar daar deze frequentie-afhankelijke weerstand in serie staat met de grote weerstand van de potentiometer, zal de invloed van de condensator-impedantie verwaarloosbaar zijn. Anders wordt het, als de loper van de potentiometer verdraaid wordt.
Als de weerstandswaarde van de potentiometer in dezelfde grootte-orde komt te liggen als de impedantie van de condensator voor hoge frequenties, dan zal de verzwakking van het netwerk duidelijk frequentie-afhankelijk worden. Twee voorbeeldjes. Voor een frequentie van 100 Hz is de impedantie van de condensator hoog. De serieschakeling R2-C1 heeft dus een grote weerstand, zodat het signaal nauwelijks verzwakt wordt. Voor een frequentie van 10 kHz is de impedantie van de condensator 100 keer kleiner. De weerstand van de serieschakeling van R2 en C1 is nu dus ook laag, zodat een groot gedeelte van het ingangssignaal afvloeit naar massa en slechts een klein deel van de beschikbare wisselspanning aan de ingang van de versterker wordt aangeboden.

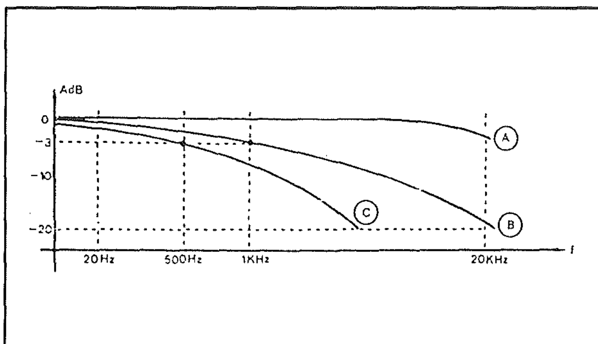


Figuur 3/4.6-34: Het compenseren van de slechte eigenschappen van een goedkope luidspreker door het versterken van de hoge frequenties.

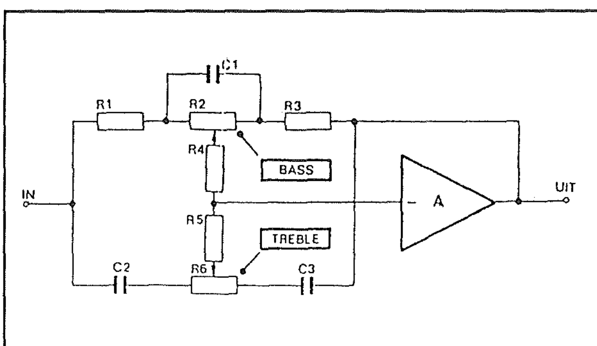
4.6 Schakelingen met condensatoren



Figuur 3/4.6-35: De allereenvoudigste "toonregeling" voor het regelen van de hoge tonen.



Figuur 3/4.6-36: De frequentieweergave van de schakeling van figuur 3/4.6-35.



Figuur 3/4.6-37: Het meest eenvoudige schema van een Baxandall-schakeling.

De frequentieweergave van de schakeling is getekend in figuur 3/4.6-36. De drie grafieken A, B en C geven ieder de weergavekarakteristiek voor een bepaalde stand van de potentiometer. Als deze volledig in de schakeling is opgenomen, dan voldoet de weergave aan de curve A. De invloed van de variërende impedantie van C1 is dan immers verwaarloosbaar. Als men de waarde van de potentiometer laat dalen, dan zal de frequentie-afhankelijke impedantie van de condensator steeds meer te vertellen krijgen. De karakteristiek glijdt dan steeds meer van A via B naar C.
Deze schakeling heeft als nadeel, dat ze alleen maar in staat is tot het verzwakken van signalen, terwijl het in de praktijk net zo vaak voorkomt dat de hoge frequenties versterkt moeten worden. Ook een nadeel is, dat het punt waarbij de verzwakking merkbaar wordt, afhankelijk is van de instelling van de toonregeling. In stand B wordt bijvoorbeeld een verzwakking van -3 dB gemeten bij 1 kHz. In stand C zal dit reeds bij 500 Hz genoteerd worden.

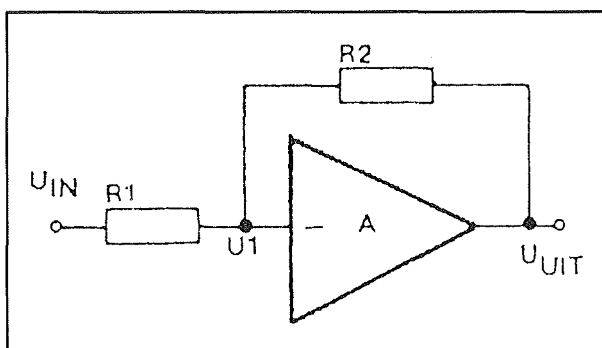
De Baxandall-toonregeling
Om de genoemde problemen op te lossen werd, heel lang geleden, een mooie toonregeling ontworpen die volledig symmetrisch werkt en waarbij twee potentiometers ter beschikking staan voor het individueel regelen van de hoge en lage tonen. De naam: Baxandall. Figuur 3/4.6-37 geeft het volledige schema van deze beroemde schakeling, die het onderwerp vormt van het slot van dit hoofdstuk. Terecht, want in de Baxandall-schakeling worden de eigenschappen van RC-netwerken in terugkoppelingen ten volle uitgebuit!
De toonregeling bestaat uit zes weerstanden en drie condensatoren. Dit netwerk-

4.6 Schakelingen met condensatoren

je, met de steeds herkenbare karakteristieke vorm, is geschakeld tussen de signaalingang en de ingang van een versterker. Het feit dat ook de uitgang van de versterker verbonden is met het netwerk, duidt er op dat er sprake is van terugkoppeling. Potentiometer R2 dient voor het instellen van de versterking van de lage frequenties en wordt dus aangeduid met de benaming "bass". Zijn soortgenoot R6 neemt de regeling van de hoge tonen voor zijn rekening en krijgt dus de benaming "treble" mee. De werking van deze schakeling wordt in twee stappen verklaard, eerst de reactie van het onderste netwerk, nadien de invloed van het bovenste.

Tegenkoppeling via een inverterende versterker

Iedere Baxandall-schakeling werkt dank zij een terugkoppeling van uit- naar ingang en wel een tegenkoppeling. Aan de hand van het eenvoudige schema van figuur 3/4.6-38 wordt dit in het kort besproken. De ingang van de versterker uit het schema is voorzien van een min-teken. Dat duidt er op dat deze versterker inverterend werkt.



Figuur 3/4.6-38: De inverterende versterker is de basis van de Baxandall-schakeling.

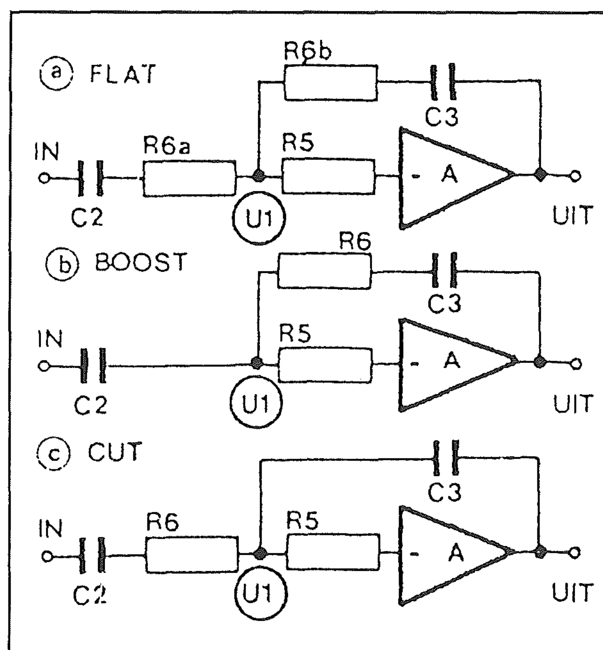
Als aan de ingang van de versterker een sinusvormig signaal wordt aangeboden, dan zal op de uitgang van de trap eveneens een sinus verschijnen, die niet alleen groter is (de invloed van de versterkingsfactor van de trap) maar ook geïnverteerd is. Deze eigenschap van de versterker is zeer belangrijk, omdat daardoor de versterker tegengekoppeld kan worden. De te verwerken ingangsspanning wordt via de serieweerstand R1 aangeboden aan de ingang van de versterker. Aan deze ingang wordt ook de uitgangsspanning gelegd en dat via de terugkoppelweerstand R2. Men kan deze schakeling beschouwen als een zeer eenvoudige resistieve menger. Aan de ingang van de versterker worden immers twee signalen aangeboden, die door middel van twee weerstanden met elkaar gemengd worden. De versterker zal dan het gemengde signaal gaan versterken. Wat heeft dit voor gevolg? Wel, een duidelijke daling van de versterkingsfactor van de trap. Dit is vrij eenvoudig te verklaren. Was de terugkoppelweerstand R2 niet aanwezig, dan zou het volledige ingangssignaal U_{in} aan de ingang van de versterker aangeboden worden. U_{uit} zou dan gelijk zijn aan de ingangsspanning, vermenigvuldigd met de versterkingsfactor van de trap. Maar, als gevolg van de inverterende werking van de trap, wel in polariteit omgedraaid! Door de invloed van de terugkoppelweerstand zal de spanning aan de ingang van de versterker (U_1) niet meer gelijk zijn aan de ingangsspanning U_{in}. Via weerstand R2 wordt immers een tegengestelde spanning naar de ingang van de versterker geleid. De spanning U_1 is nu gelijk aan het verschil tussen de ingangsspanning U_{in} en een deel van de uitgangsspanning U_{uit}. U_1 is dan kleiner dan U_{in}, zodat ook de uitgangsspanning van de versterker kleiner zal zijn dan zonder terugkoppelweerstand R2 het geval zou zijn.

4.6 Schakelingen met condensatoren

Verder zal ook duidelijk zijn, dat de versterking bepaald wordt door de verhouding van beide weerstanden. Hoe kleiner R2 ten opzichte van R1, hoe meer uitgangsspanning teruggekoppeld zal worden naar de ingang van de versterker en hoe kleiner de spanning U1 zal worden. Algemene conclusie: de versterking van de schakeling hangt af van de verhouding van beide weerstanden. Als R1 groot is ten opzichte van R2, dan zal de versterking van de trap laag zijn. Is R1 klein ten opzichte van R2, dan zal de versterking van de trap hoog zijn. Het zal duidelijk zijn, dat de weerstanden R 1 en R2 vervangen kunnen worden door impedanties. Dezelfde regel blijft dan gelden. Met deze wetenschap kan men de werking van de Baxandall-toonregeling vrij snel doorgronden.

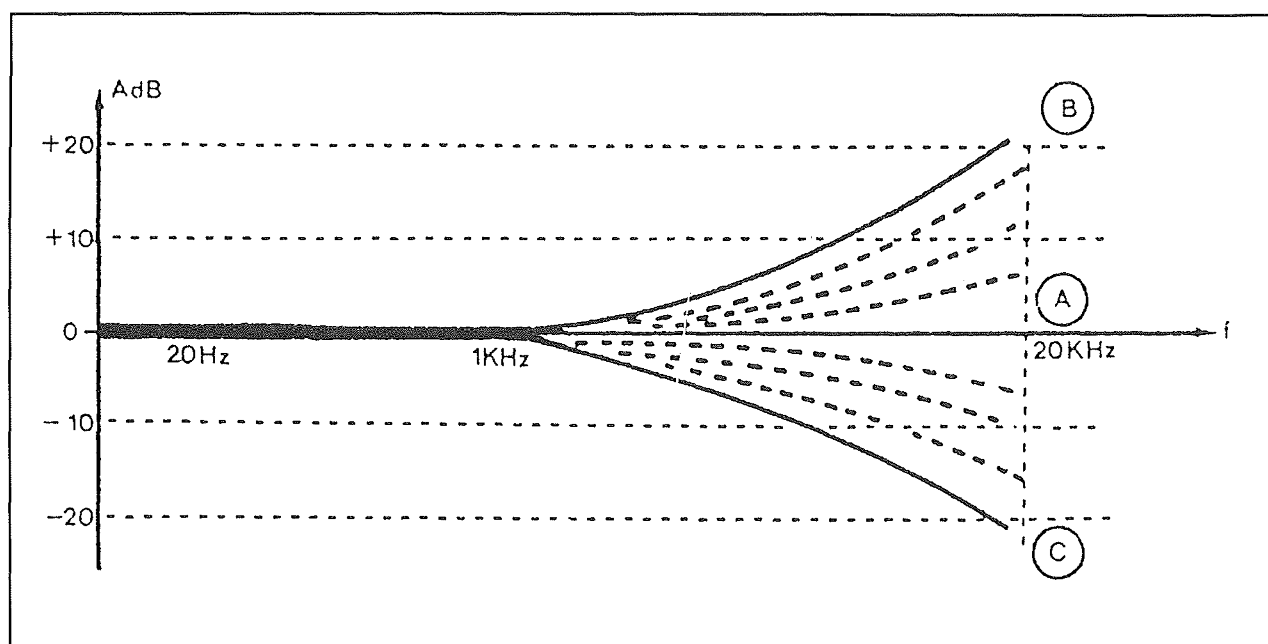
De werking van de treble regeling

Figuur 3/4.6-39 geeft het onderste gedeelte van figuur 3/4.6-37 weer, het deel van de schakeling dat verantwoordelijk is voor het regelen van de hoge tonen uit het geluidssignaal. Er zijn drie schema's getekend, eentje met potentiometer R6 in de middenstand, eentje met de potentiometer in de meest linker stand en tenslotte het schema dat ontstaat als de potentiometer in de meest rechtse stand staat.
Enige opmerkingen vooraf. De waarde van de beide condensatoren is gelijk, de potentiometer is een lineair type, zodat beide deelweerstanden aan elkaar gelijk zijn als de loper in de middenstand staat en de waarde van weerstand R5 is te verwaarlozen ten opzichte van de potentiometer. Wat doet de schakeling, als de potentiometer in de middenstand staat? Zoals gezegd, is condensator C2 gelijk aan C3. Daar de loper van de potentiometer in de middenstand staat, wordt weerstand R6 opgesplitst in twee even grote delen, R6a en R6b.
Het besluit is, dat de impedantie tussen ingang van de schakeling en ingang van de versterker gelijk is aan de impedantie tussen uit- en ingang van de versterker. Beide netwerken zijn immers opgebouwd uit een identieke condensator en de helft van de potentiometer. Dat wil zeggen dat de versterkingsfactor van de trap exact gelijk is aan 1. Deze versterking is bovendien onafhankelijk van de frequentie. Weliswaar zal de impedantie van de condensatoren dalen als de frequentie stijgt, maar deze daling vindt men terug in zowel de ingangsketen van de versterker als in de terugkoppellus. Beide impedanties blijven aan elkaar gelijk, omdat de condensatoren identiek zijn, zodat de versterking van de trap voor alle frequenties gelijk is aan 1.



Figuur 3/4.6-39: Het deelschema dat verantwoordelijk is voor het beïnvloeden van de versterking van de hoge frequenties.

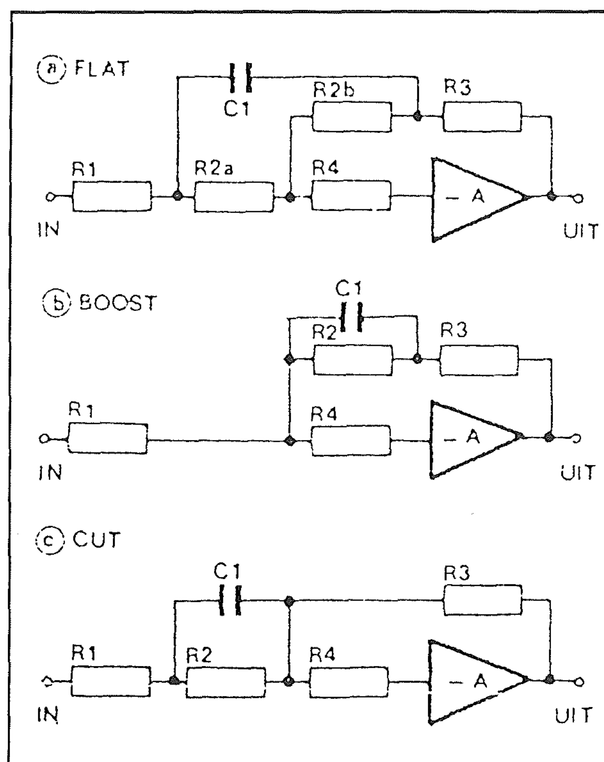
4.6 Schakelingen met condensatoren



Figuur 3/4.6-40: De weergavekarakteristiek van de schakeling van figuur 3/4.6-39 voor drie standen van de potentiometer.

De middenstand van de potentiometer is dus de neutrale stand, waarbij de doorlaatkarakteristiek van de versterker volledig recht is.
Figuur 3/4.6-39b geeft de situatie weer, als de potentiometer volledig in de terugkoppellus is opgenomen. Voor lage frequenties is de impedantie van de beide condensatoren zeer groot, zelfs zo groot dat de waarde van de potentiometer in het niet verzinkt. In feite doet zich dan dezelfde situatie voor als bij de bovenste figuur. De ingang van de versterker is verbonden met de ingang van de schakeling en met zijn eigen uitgang via even grote impedanties, zodat ook nu de versterking van de trap gelijk is aan 1. Anders wordt het, als de frequentie van het te versterken signaal toeneemt. De impedanties van de condensatoren gaan dan dalen, zodat weerstand R6 niet meer te verwaarlozen is. Het gevolg is, dat de impedantie tussen ingang van de schakeling en ingang van de versterker lager wordt dan de impedantie tussen in- en uitgang van de versterker. Een en ander komt overeen met een toenemende versterking. Conclusie: als de frequentie stijgt, dan zal ook de versterking stijgen, omdat de impedantie van C2 steeds lager wordt ten opzichte van de totale impedantie van de serieschakeling R6-C3.
Tot slot de onderste tekening. Voor lage frequenties is de situatie ongewijzigd. De impedanties van de condensatoren zijn immers zeer groot ten opzichte van de weerstand R6, zodat tussen ingang van de schakeling en ingang van de versterker en tussen ingang versterker en uitgang versterker gelijke impedanties staan. De versterking van de schakeling is wederom gelijk aan de eenheid. Als de frequentie stijgt, dan zal de impedantie van de terugkoppelkring (C3) aanzienlijk kleiner worden dan de impedantie van de serieschakeling C2-R6. De versterking van de schakeling wordt dus kleiner dan 1, de hoge frequenties worden verzwakt.

4.6 Schakelingen met condensatoren



Figuur 3/4.6-41: De werking van de lage tonen regeling verklaard aan de hand van drie loperstanden van de potentiometer R2.

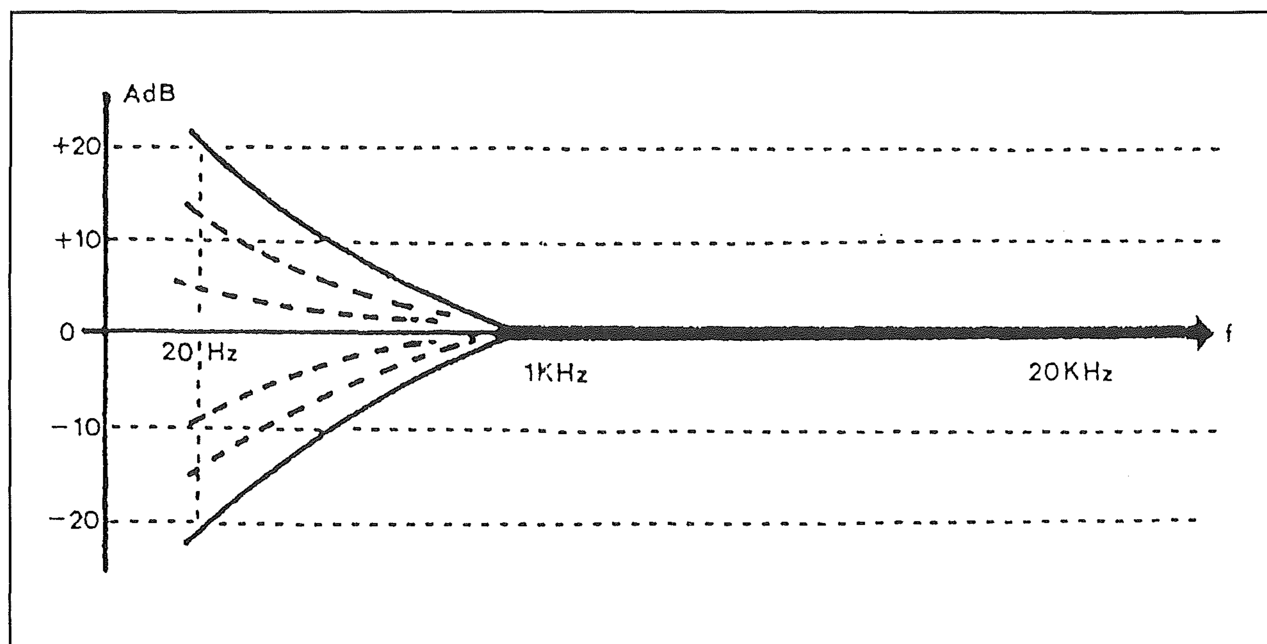
De doorlaatkarakteristiek van de schakeling voor de drie besproken situaties is getekend in figuur 3/4.6-40. Grafiek a komt overeen met de loper van de potentiometer in de middenstand. De schakeling werkt dan recht: alle frequenties worden even veel versterkt. Het verdraaien van de potentiometer in de ene of andere richting heeft tot gevolg, dat de hoge tonen ofwel versterkt (grafiek b) ofwel verzwakt worden (grafiek c). Het versterken van bepaalde frequenties door een toonregeling noemt men "boost". Het verzwakken van die frequenties wordt aangeduid door de Engelse term "cut". De gestippeld getekende grafieken komen overeen met de standen van de potentiometer tussen beide uiterste grenzen.

De werking van de bass regeling

Figuur 3/4.6-41 geeft drie identieke situaties weer voor de lage tonen regeling, dus van het bovenste netwerkje uit figuur 3/4.6-37. Ook hier geldt, dat weerstanden R1 en R3 aan elkaar gelijk zijn, dat de potentiometer R2 lineair is en dat R4 verwaarloosbaar klein is ten opzichte van de potentiometer. De bovenste figuur geeft de situatie weer, met de loper van de potentiometer in de middenstand. Ook nu zijn de twee impedanties, die tussen de ingang van de versterker en respektievelijk de ingang van de schakeling en de uitgang van de versterker geschakeld zijn, aan elkaar gelijk zijn. De versterking van de schakeling is dus voor alle frequenties gelijk aan 1. De van de frequentie afhankelijke impedantie van C1 zal wel de grootte van beide impedanties beïnvloeden, maar ze blijven wel steeds gelijk aan elkaar.

Figuur 3/4.6-41b geeft de situatie weer, met de potentiometer volledig naar rechts gedraaid. Voor hoge frequenties is de impedantie van C1 veel kleiner dan de weerstand van de potentiometer R2, zodat deze laatste als het ware kortgesloten wordt. Alleen R1 en R3 spelen dus mee, zodat de situatie van figuur 3/4.6-41a teruggevonden wordt: gelijke impedanties in beide kringen van de schakeling. Anders wordt het, bij signalen met lage frequenties. Dan immers, wordt de impedantie van de condensator groter, zodat de potentiometer R2 niet meer wordt kortgesloten. De impedantie van de terugkoppellus wordt bijgevolg groter dan de waarde van weerstand R1, zodat de versterking van de trap groter wordt dan een. Hoe lager de frequentie van het ingangssignaal, hoe groter de impedantie van de condensator en hoe minder hij de waarde van de potentiometer aantast.

4.6 Schakelingen met condensatoren

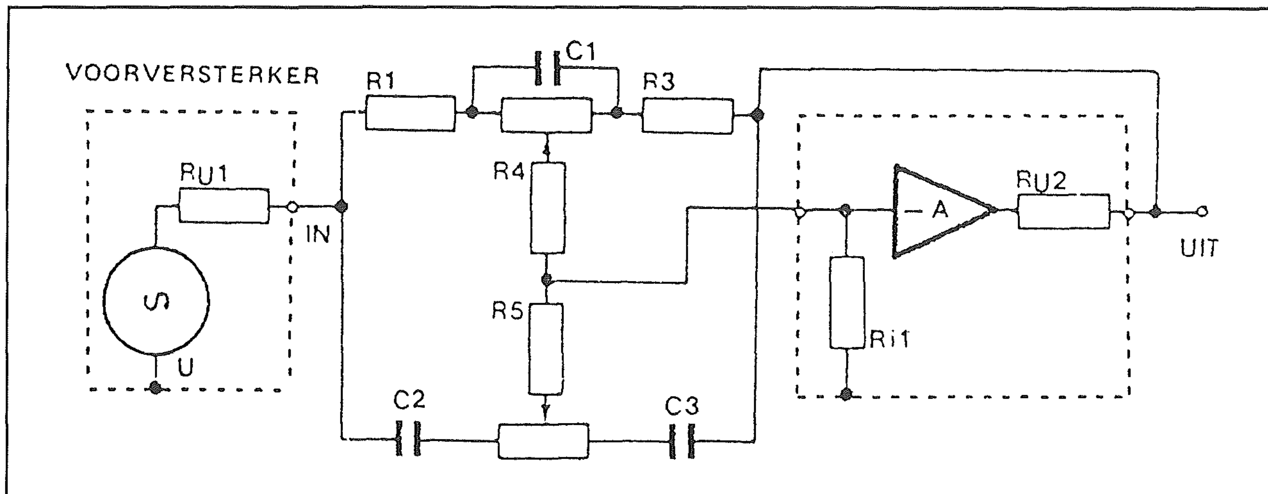


Figuur 3/4.6-42: De weergavekarakteristiek van het netwerkje van figuur 3/4.6-41.

De impedantie van de terugkoppellus wordt dus groter bij dalende frequentie, zodat ook de versterking van de schakeling steeds toeneemt.
Figuur 3/4.6-41c geeft het andere uiterste: nu staat de potentiometer volledig in de ingangskring geschakeld. Voor hoge frequenties sluit de lage impedantie van condensator C1 de potentiometer alweer kort, zodat dit onderdeel buiten spel wordt gezet. Alleen R1 en R3 zijn actief en daar beide onderdelen tweelingbroers zijn, is de versterking van de trap ook nu gelijk aan de eenheid. Als de frequentie daalt, dan zal C1 last krijgen van een stijgende impedantie, zodat hij de potentiometer niet langer in zijn wurggreep houdt. Dit laatste onderdeel wordt dus van de reservebank geroepen en zorgt ervoor dat het ingangssignaal flink verzwakt aan de ingang van de versterker verschijnt. Resultaat: verzwakking van de lage frequenties.
Figuur 3/4.6-42 geeft de doorlaatkarakteristiek weer van dit deel van de totale Baxandall-regeling. Ook nu corresponderen de gestippelde grafieken met verschillende standen van de potentiometer.

De volledige schakeling
Zoals uit figuur 3/4.6-37 blijkt, kunnen beide systemen gewoon gecombineerd worden tot een volwaardige en kwalitatief hoogwaardige toonregeling. De weerstanden R4 en R5, die tot nu toe discreet op de achtergrond zijn gebleven, eisen nu hun deel van de pret op. Zij zorgen ervoor, dat beide netwerken elkaar niet beïnvloeden. In feite zijn het mengweerstanden, die de signalen van de hoge tonen regeling en van de bass-regeling gemengd aan de ingang van de versterker aanbieden. De symmetrische opbouw van de Baxandall-schakeling (R1 gelijk aan R3, C2 gelijk aan C3) is echt wel noodzakelijk, dat is wel duidelijk geworden uit de bespreking van de werking. Zijn deze componenten niet aan elkaar gelijk, dan zal de werking van de schakeling asymmetrisch worden.

4.6 Schakelingen met condensatoren



Figuur 3/4.6-43: Praktische problemen ontstaan als men de Baxandall-elementen aansluit op transistortrappen.

Dat wil zeggen dat de middenstand van de potentiometers niet meer overeen komt met een rechte grafiek.

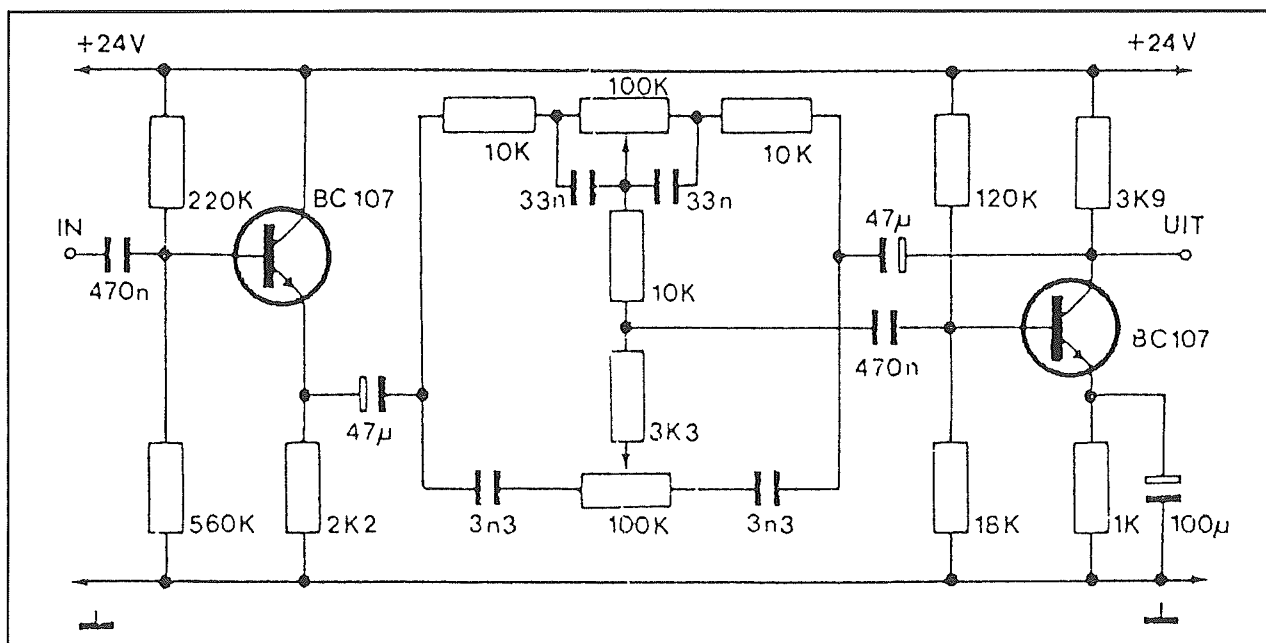
Een praktische schakeling

Het is echter niet voldoende de genoemde onderdelen identiek te maken. Er ontstaat in de praktijk een groot probleem! Kijk maar naar figuur 3/4.6-43! De ingang van de schakeling wordt aangesloten op een voorversterker. Deze heeft echter een bepaalde inwendige weerstand R_{u1}. Zoals duidelijk uit de figuur blijkt, staat deze in serie met weerstand R1 van het toonregelnetwerk.

Ook de in de Baxandall-schakeling gebruikte versterker heeft een bepaalde inwendige weerstand R_{u2}. Deze staat in serie met weerstand R3. Wil aan de voorwaarde R1 = R3 voldaan blijven, dan moeten R_{u1} en R_{u2} aan elkaar gelijk zijn. Dat is een factor die men nauwelijks in de hand kan houden, vandaar dat meer algemeen gesteld wordt dat de inwendige weerstand van de stuurversterker en de uitgangsweerstand van de in de toonregeling ingebouwde versterker zo laag mogelijk moeten zijn. Dan is hun waarde immers te verwaarlozen ten opzichte van de weerstanden R1 en R3 van het Baxandallnetwerk. Zodoende moet men de toonregeling steeds aansluiten op een emittervolger en ook de uitgang van de in de schakeling gebruikte versterker als emittervolger uitvoeren. Vaak ziet men schema's, waar aan geen van beide eisen voldaan is! Een tweede belangrijk punt is, dat de in de toonregeling ingebouwde versterker een bepaalde ingangsweerstand R_{i1} heeft. Deze vormt een belasting voor het netwerk, die de symmetrische regeling ook in gevaar kan brengen. Vandaar dat men als eis stelt, dat het knooppunt van de weerstanden R4 en R5 aangesloten moet worden op een hoogohmige ingang. Ook deze eis wordt soms met een behoorlijke berg zout genomen!

Figuur 3/4.6-44 geeft een voorbeeldje van een praktisch bruikbare Baxandall-toonregeling, waarbij de versterking en de verzwakking van de hoge en lage tonen gelijk is aan maximaal 20 dB (respektievelijk bij 20 Hz en 20 kHz). Deze schakeling is enigszins afwijkend van de besproken, omdat C1 uit figuur 3/4.6-37 nu uit twee condensatoren is opgebouwd.

4.6 Schakelingen met condensatoren



Figuur 3/4.6-44: Een praktisch voorbeeld van een Baxandall-schakeling.

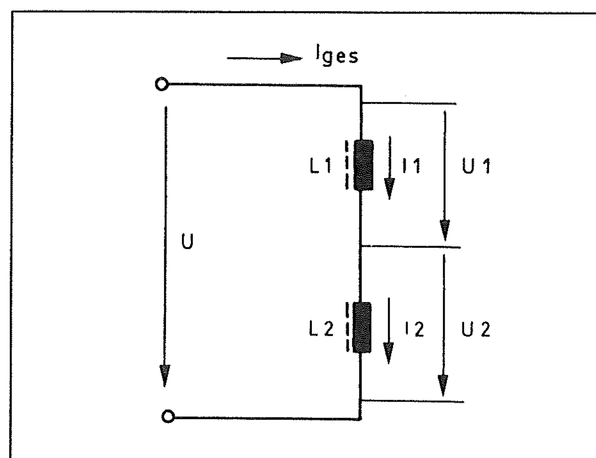
Op de Baxandall-regeling bestaan ontelbare variaties, die echter niets veranderen aan de fundamentele werking van de toonregeling.

4.6 Schakelingen met condensatoren

3/4.7

Schakelingen met spoelen

Bij spoelen is een grote overeenkomst te zien met weerstanden, zolang zij tenminste niet op een of andere wijze magnetisch gekoppeld zijn.



Figuur 3/4.7-1.

Serieschakeling

Bij het serie schakelen van spoelen is de vervangingswaarde van de schijnbare weerstand van de totaal schakeling X_{ges} gelijk aan de som van de individuele schijnbare weerstanden. (I).

Aangezien de indukties en de schijnbare weerstanden evenredig zijn, is de vervangingsinduktie X_{ges} bij serieschakeling gelijk aan de som van de individuele indukties. (II). (fig. 3/4.7-1).

(I) $$X_{Lges} = X_{L1} + X_{L2} + \ldots + X_{Ln}$$

(II) $$L_{ges} = L1 + L2 + \ldots + Ln$$

(III) $$\frac{U1}{L2} = \frac{U2}{L2} = \frac{U_{ges}}{L_{ges}}$$

(IV) $$\frac{U1}{X_{L1}} = \frac{U2}{X_{L2}} \quad \frac{U_{ges}}{X_{Lges}}$$

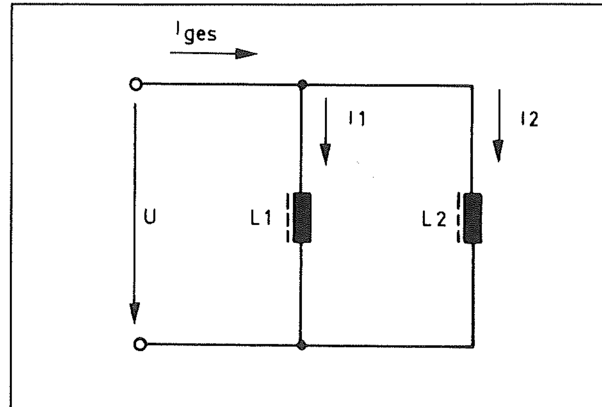
(V) $$I_{ges} = I1 = I2 = I3 = \ldots = In$$

4.7 Schakelingen met spoelen

De spanningen over de individuele spoelen zijn evenredig met de waarde van de induktie (III), resp. van de schijnbare weerstand. (IV). De totaalstroom door de serieschakeling is gelijk aan de individuele stromen I1 en I2 (V).

Parallel schakeling.

Bij parallel schakelen van spoelen is de vervangingswaarde van de totale schijnbare weerstand lager dan de schijnbare weerstand van de kleinste spoel. (VI). (fig. 3/4.7-2). De vervangingswaarde van de totale induktie is eveneens kleiner, dan de induktie van de kleinste spoel. De reciproke waarde van de vervangingsinduktie is gelijk aan de som van de reciproke inductiewaarden van de individuele spoelen. (VII).



Figuur 3/4.7-2.

De schijnbare weerstanden verhouden zich omgekeerd evenredig met de stromen (VIII). Eveneens verhouden de stromen zich omgekeerd evenredig met de indukties. (IX). De totaal stroom door de parallelschakeling is gelijk aan de som van de stromen door de individuele spoelen. (X).

(IV) $$\frac{1}{X_{Lges}} = \frac{1}{X_{L1}} + \frac{1}{X_{L2}} + \dots + \frac{1}{X_{Ln}}$$

(VII) $$\frac{1}{L_{ges}} = \frac{1}{L1} + \frac{1}{L2} + \dots + \frac{1}{Ln}$$

für 2 Induktivitäten

$$L_{ges} = \frac{L1 \cdot L2}{L1 + L2}$$

(VIII) $$\frac{X_{L1}}{X_{L2}} = \frac{I2}{I1}$$

(IX) $$\frac{L1}{L2} = \frac{I2}{I1}$$

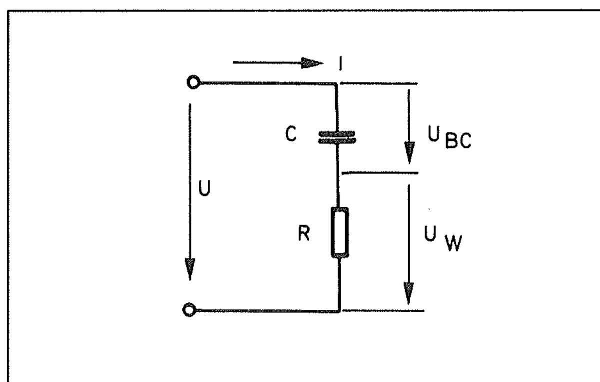
(X) $$I_{ges} = I1 + I2 + \dots + In$$

3/4.8

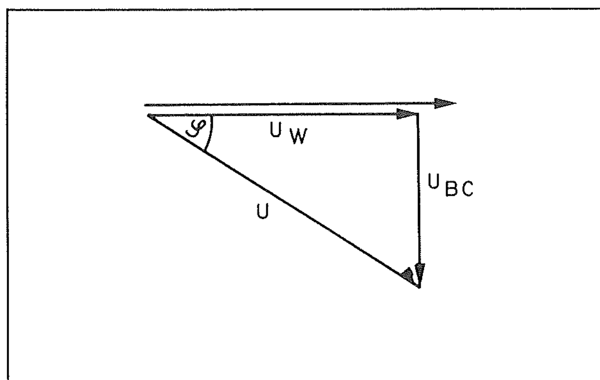
Schakelingen met weerstanden, condensatoren en spoelen

RC-serieschakeling

Bij een serieschakeling van een weerstand en een condensator ijlt de wisselspanning 90 graden na op de stroom door de condensator en daarmee ook op de spanning over de weerstand.
Zie fig. 3/4.8-1 en -2. (de spanningsdriehoek).



Figuur 3/4.8-1.



Figuur 3/4.8-2.

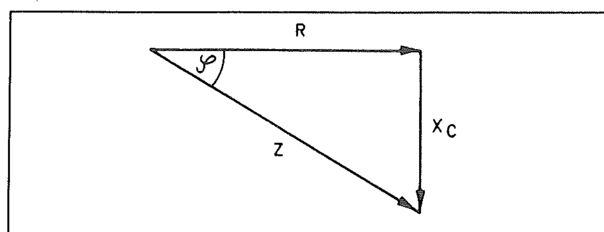
(I)	$I = \frac{U}{Z}$
(II)	$U = \sqrt{U_W^2 + U_{BC}^2}$
(III)	$Z = \sqrt{R_2 + X_C^2}$
(IV)	$\tan\varphi = \frac{X_C}{R}$
(V)	$\tan\varphi = \frac{U_{BC}}{U_W}$

φ	hoek van de faseverschuiving
I	stroom
U	totaalspanning
Z	impedantie
U_W	weerstandsspanning
U_{BC}	capacitieve spanning
R	echte weerstand
X_C	schijnbare weerstand van de condensator

Aangezien bij serieschakelen van weerstanden de deelspanningen zich verhouden als de deelweerstanden, kan uit de stroom/spannings driehoek

4.8 Schakelingen met weerstanden, condensatoren en spoelen

(fig. 3/4.8-2) op eenvoudige wijze een weerstandsdriehoek worden afgeleid. (fig. 3/4.8-3).

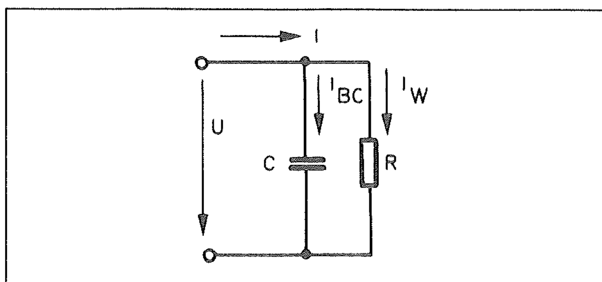


Figuur 3/4.8-3.

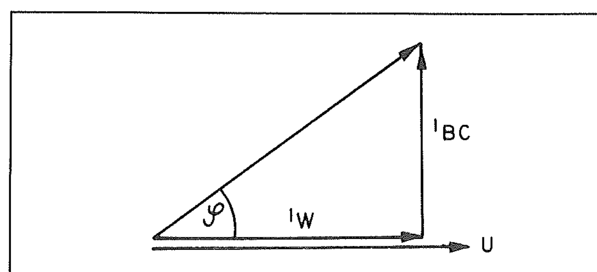
Voor de totaalstroom door de schakeling is Z maatgevend. (I). Bij serieschakeling van R en C kunnen we op goniometrische wijze de totaalspanning vinden uit de afzonderlijke spanningen. (II). Evenzo volgt de impedantie Z uit de waarde van de weerstand en de schijnweerstand van de condensator. (III). De hoek geeft de faseverschuiving tussen stroom en spanning aan. Uit de spanningsdriehoek c.q. de weerstandsdriehoek kan deze hoek berekend worden. (IV) en (V). De faseverschuiving wordt bij RC-schakelingen kleiner, naarmate de weerstand of de condensator groter wordt of de frequentie toeneemt.

RC-parallelschakeling

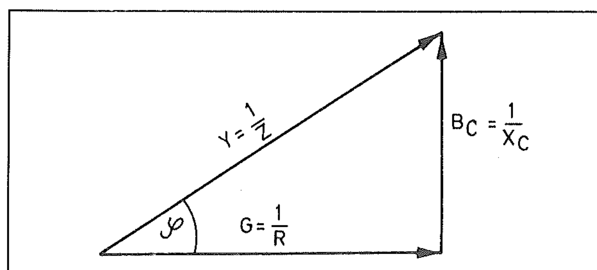
Bij parallel schakelen van een weerstand en een condensator ijlt de stroom door de condensator 90 graden voor op de spanning en daarmee ook op de stroom door de weerstand. Zie fig. 3/4.8-4 en -5.



Figuur 3/4.8-4.



Figuur 3/4.8-5.



Figuur 3/4.8-6

(VI)	$I = \dfrac{U}{Z}$
(VII)	$I = \sqrt{I_W^2 + I_{BC}^2}$
(VIII)	$Z = \dfrac{R \cdot X_C}{\sqrt{R^2 + X_C^2}}$
(IX)	$\tan\varphi = \dfrac{X_C}{R}$
(X)	$\tan\varphi = \dfrac{I_B}{I_W}$

φ hoek van de faseverschuiving
I totaalstroom
I_W stroom door weerstand
I_{BC} capacitieve stroom
G geleiding van de weerstand
Y schijnbare geleiding
B_C schijnbare geleiding van de condensator

4.8 Schakelingen met weerstanden, condensatoren en spoelen

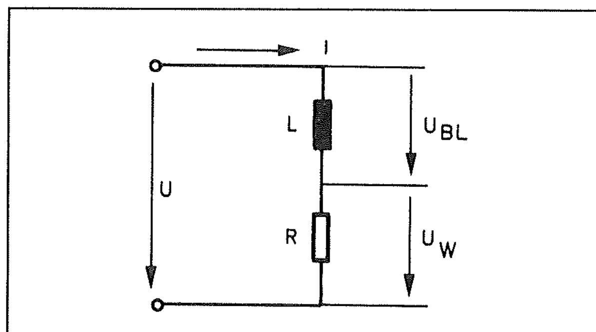
Aangezien bij parallel schakelen van weerstanden de deelstromen zich evenredig verhouden met de geleiding, kan uit de stroom/spannings driehoek op eenvoudige wijze de geleidings driehoek worden afgeleid. (fig. 3/4.8-6). Impedantie Z (=1/Y) is bepalend voor de stroom door de schakeling. (VI). Bij een parallelschakeling van R en C kan de totaalstroom op goniometrische wijze worden afgeleid uit de afzonderlijke stromen. (VII). Evenzo kan uit de echte weerstand en de schijnbare weerstand van de condensator de impedantie worden afgeleid. (VIII). Uit een der beide driehoeken kan de faseverschuiving van de parallel schakeling worden bepaald. (IX) en (X).

RL-serieschakeling

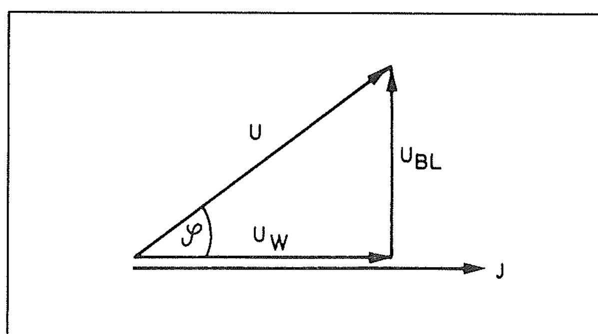
Bij serieschakelen van een ideale spoel en een weerstand ijlt de spanning over de spoel 90 graden voor op de stroom en daarmee ook op de spanning over de weerstand. Zie fig. 3/4.8-7 en -8. Ook hier is de weerstands driehoek (fig. 3/4.8-9) weer van de spannings driehoek afgeleid.

(XI)	$U = \sqrt{U_W^2 + U_{BL}^2}$
(XII)	$Z = \sqrt{R_2 + X_L^2}$
(XIII)	$I = \dfrac{U}{Z}$
(XIV)	$\tan = \dfrac{X_L}{R}$
(XV)	$\tan = \dfrac{U_{BL}}{U_W}$

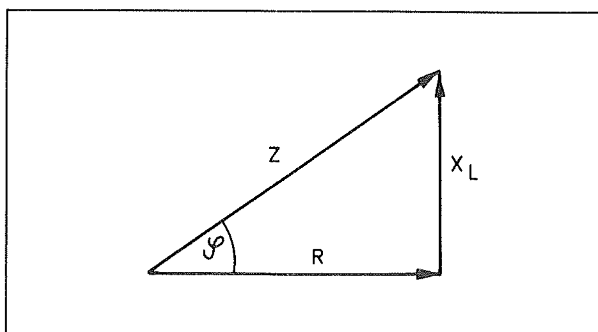
Zowel de afzonderlijke weerstanden als de afzonderlijke spanningen worden weer goniometrisch bij elkaar geteld om U en Z te vinden. (XI) en (XII). De totaalstroom is afhankelijk van Z (XIII). De faseverschuiving kan uit de spannings of de weerstands driehoek worden afgeleid. (XIV) en (XV). De faseverschuiving neemt toe als de inductie groter wordt, de weerstand kleiner of de frequentie hoger.



Figuur 3/4.8-7.



Figuur 3/4.8-8.



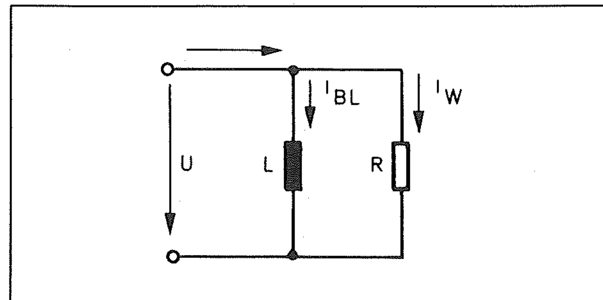
Figuur 3/4.8-9.

4.8 Schakelingen met weerstanden, condensatoren en spoelen

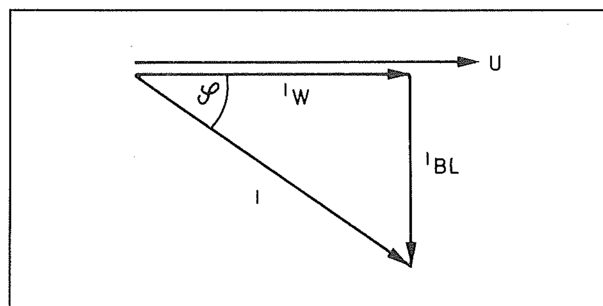
RL-parallelschakeling

Bij parallelschakeling van een ideale spoel met een weerstand ijlt de stroom door de spoel 90 graden na op de spanning over de spoel en daarmee ook op de spanning over de weerstand. Zie fig. 3/4.8-10.

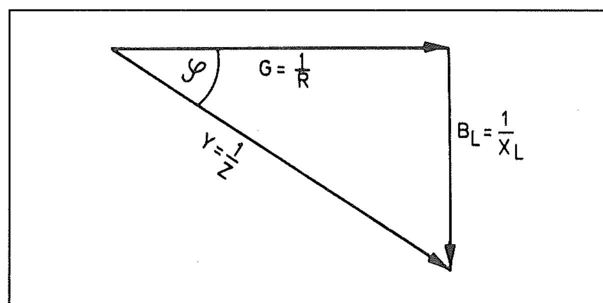
(XVI)	$I = I_W + I_{BL}$
(XVII)	$Z = \dfrac{R \cdot X_L}{R + X_L}$
(XVIII)	$\tan = \dfrac{X_L}{R}$
(IXX)	$\tan = \dfrac{I_W}{I}$



Figuur 3/4.8-10.



Figuur 3/4.8-11.



Figuur 3/4.8-12.

De geleidings driehoek (fig. 3/4.8-12) komt weer overeen met de stroomdriehoek. De faseverschuiving wordt kleiner naar gelang de inductie groter, de frequentie hoger en de weerstand kleiner is. (XVIII) en (IXX).

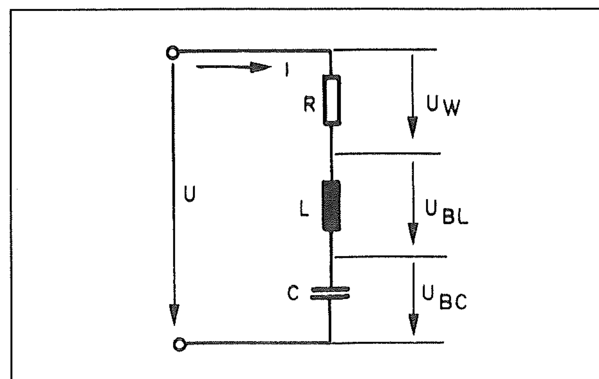
3/4.9

Trillingskringen (oscillator-kringen)

Trillingskringen zijn samenstellingen van weerstanden, condensatoren en spoelen. De weerstand kan worden gevormd door het ohmse deel van de spoel.
Als men over de parallel schakeling van een condensator en een spoel een sinusvormige spanning of een blokgolf aanlegt, dan zal de condensator worden opgeladen en daarna over de spoel weer ontladen. In de spoel ontstaat daardoor een magnetisch veld. Volgens de wet van Lenz blijft er ook na de ontlading van de condensator een stroom lopen. De opgeslagen magnetische energie wordt weer in electrische energie omgezet. Met deze stroom wordt de condensator in tegengestelde richting weer opgeladen. Als de stroom ophoudt, zal de condensator zich weer gaan ontladen etc. De energie wordt dus van condensator naar spoel heen en weer getransporteerd. Als er geen nieuwe energie wordt toegevoerd door de aangelegde spanning, dan zal de amplitude van de slingering steeds kleiner worden en uiteindelijk zal de slingering ophouden. Een dergelijke schakeling wordt een trillingskring genoemd. Is de frequentie van de aangelegde spanning en de eigen frequentie van de kring even groot, dan is de kring in resonantie. Men spreekt dan ook van een resonantiekring. Een kring kan ook in resonantie komen door een aangelegde spanning waarvan de frequentie een geheel deel is van de eigen frequentie, omdat er in die frequentie altijd wel harmonische is, die gelijk is aan de eigen frequentie van de kring. Zolang deze zogenaamde overtoon voldoende energie bevat, zal zij de kring in resonantie kunnen brengen.

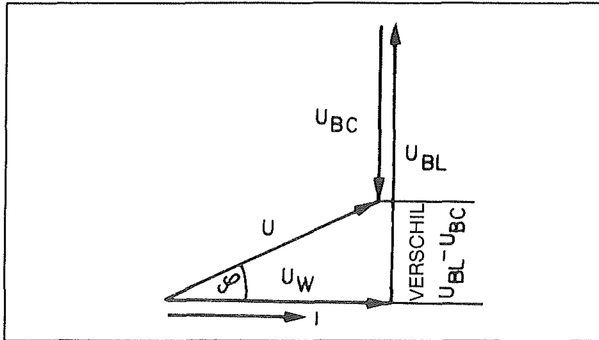
Serie-resonantiekring

Een serie-resonantiekring bestaat uit een in serie geschakelde spoel en condensator. Het verlies van de spoel (zijn ohmse wikkelingsweerstand) is in fig. 3/4.9-1 als serie weerstand R voorgesteld.

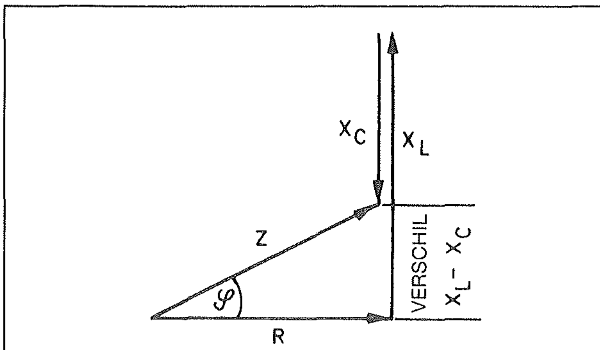


Figuur 3/4.9-1.

4.9 Trillingskringen (oscilator-kringen)



Figuur 3/4.9-2.



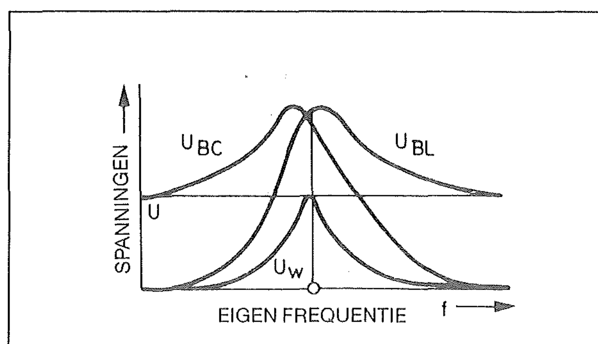
Figuur 3/4.9-3.

Door de gehele schakeling loopt dezelfde stroom I. De spanning over de weerstand is in fase met de stroom. De spanning over de condensator ijlt 90 graden na en de spanning over de spoel ijlt 90 graden voor. Beide spanningen zijn dus 180 graden fase verschoven ten opzichte van elkaar. Zij zijn dus tegengesteld en men kan ze van elkaar aftrekken. (fig. 3/4.9-2). De goniometrische optelling van de deelspanningen levert als resultaat de totaalspanning op. (II). Eenzelfde verhaal en plaatje kan voor

(I)	$I = I_R = I_L = I_C$
(II)	$U = \sqrt{U_W^2 + (U_{BL} - U_{BC})^2}$
(III)	$Z = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}$

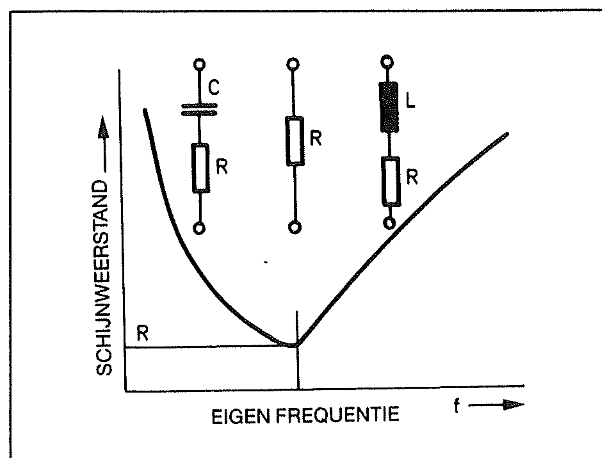
de weerstanden c.q. impedantie worden opgehangen. (fig. 3/4.9-3). (III). De spanningen over de spoel en de condensator zijn bij resonantie van gelijke grootte. De stroom is bij resonantie maximaal. Deelspanningen in de kring kunnen bij resonantie aanmerkelijk groter zijn dan de aangelegde spanning. Bij lage frequenties ligt vrijwel de gehele spanning over de condensator. Bij zeer hoge frequenties is de spanning over de condensator nul en ligt de gehele spanning over de spoel. De hoogste condensatorspanning treed op iets onder de hoogste spoelspanning, iets over de eigen frequentie (fig. 3/4.9-4).

De impedantie van een seriekring is afhankelijk van de frequentie (fig. 3/4.9-5). Bij lage frequenties heeft de condensator een grote schijnweerstand. Het gevolg is, dat onder de resonantiefrequentie de seriekring eigenschappen van een RC-kring vertoond. Bij hoge frequenties heeft de spoel een grote schijnweerstand. Daardoor gedraagt de seriekring zich bij frequenties boven de resonantiefrequentie als een RL-serieschakeling.

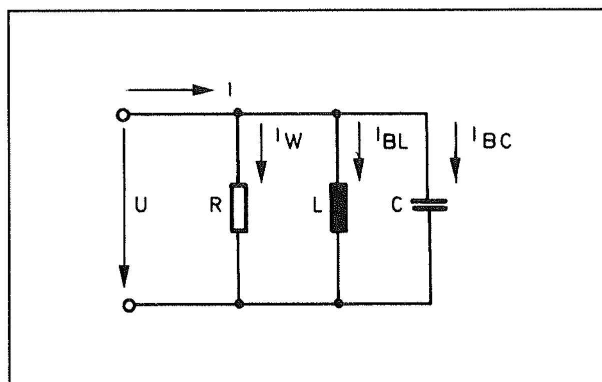


Figuur 3/4.9-4.

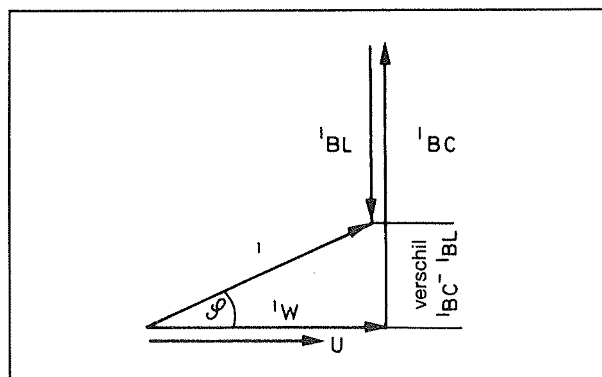
4.9 Trillingskringen (oscilator-kringen)



Figuur 3/4.9-5.

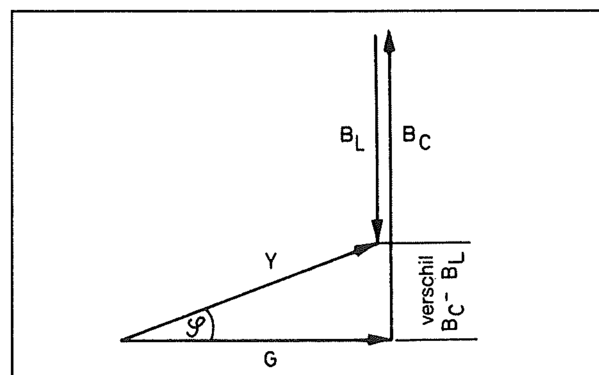


Figuur 3/4.9-6.



Figuur 3/4.9-7.

Bij resonantie heffen de schijnweerstanden elkaar op. De kring heeft dan de kleinste weerstand. Het is nu een zuigkring geworden, die men bijvoorbeeld kan gebruiken om een bepaalde frequentie uit te filteren of kort te sluiten. De resonantieweerstand is gelijk aan de verliesweerstand R.



Figuur 3/4.9-8.

Parallel-resonantiekring

Bij een parallel resonantiekring zijn spoel en condensator parallel geschakeld. De verliezen in de kring worden door een parallelweerstand R voorgesteld. (fig. 3/4.9-6).
Bij een parallelkring staat over alle delen dezelfde spanning (IV). De stroom door de spoel ijlt 90 graden op deze spanning na. De stroom door de condensator ijlt 90 graden voor op de spanning. Beide stromen zijn dus in tegenfase. De stroom door de weerstand is natuurlijk in fase met de spanning. (fig. 3/4.9-7). Het stroomvector diagram (om deze officiële naam voor het plaatje maar eens te introduceren) en het geleidingsdiagram komen overeen. (fig. 3/4.9-8), (V). De goniometrische opstelling van de deelstromen levert de totaalstroom op (VI).

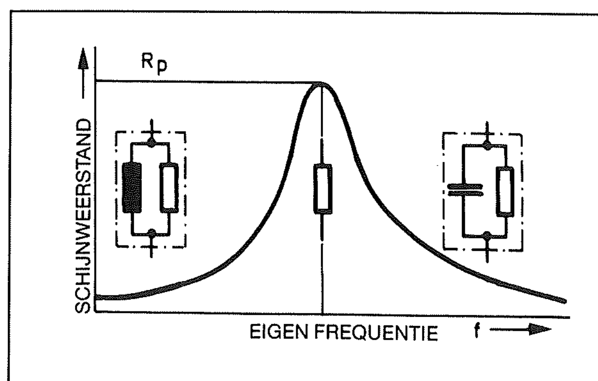
Onder de resonantiefrequentie is de spoelstroom verreweg het grootst. Boven de resonantiefrequentie is de stroom door de condensator groter. Onder de resonantiefrequentie heeft de parallelresonatiekring eigenschappen van

4.9 Trillingskringen (oscilator-kringen)

(IV)	$U = U_{BL} = U_{BC} = U_R$
(V)	$Y = \sqrt{G^2 + (B_L - B_C)^2}$
(VI)	$I = \sqrt{I_W{}^2 + (I_{BC} - I_{BL})^2}$
(VII)	$X_L = X_C = \omega L = \dfrac{1}{\omega C}$
(VIII)	$f_o = \dfrac{1}{2\pi \sqrt{L \cdot C}}$

een parallelschakeling van een weerstand en een spoel. Boven de resonantiefrequentie komen de eigenschappen meer overeen met de parallelschakeling van een condensator en een weerstand. (fig. 3/4.9-9). Bij resonantie zijn de stromen door de spoel en de condensator even groot. In resonantie wordt de stroom door de schakeling dus voornamelijk bepaald door de parallelweerstand en de amplitude van de aangelegde spanning. De impedantie is bij hoge en lage frequenties klein. Bij resonantie heeft de kring de grootste weerstand. Parallel resonantiekringen worden dan ook als sperfilters toegepast. De resonantieweerstand van de parallel resonantiekring is gelijk aan de verlies weerstand R.
Trillingskringen werken bij resonantie als gewone weerstanden. Bij resonantie is de induktieve weerstand even groot als de capacitieve weerstand. (VII). De resonantiefrequentie is te berekenen met formule (VIII).

Een laatste opmerking bij dit onderwerp is, dat spoelen altijd een eigen serie weerstand hebben. Aangezien deze meestal veel groter is dan de parallel weerstand van de condensatoren heeft hij ook een veel groter invloed op de kring.
De ideale condensator of spoel bestaat niet!



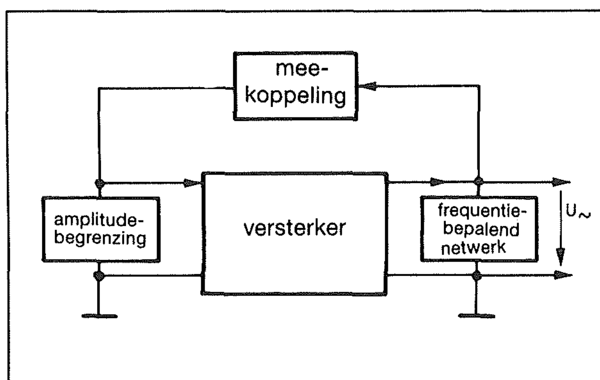
Figuur 3/4.9-9.

3/4.10

Oscillator-schakelingen

Inleiding

Het woord oscillator is afkomstig van het latijnse woord oscillare, hetgeen zwaaien of trillen betekent.
Oscillatoren zijn schakelingen die heen en weer zwaaiende spanningen, in de regel sinussen, opwekken.
Een oscillator is volgens het blokschema van figuur 3/4.10-1 samengesteld uit een versterker, een mee-koppeling, een amplitude-begrenzing en een frequentie-bepalend netwerk.



Figuur 3/4.10-1: Principe-schema van een oscillator.

De mee-koppeling bestaat uit een terugkoppeling van de uitgang naar de ingang, waarbij een deel van de uitgangsspanning in fase met de ingangsspanning aan de ingang wordt aangeboden. Door deze terugkoppeling gaat het signaal aan de ingang vergroten. Deze hogere ingangsspanning wordt weer versterkt door de versterker en een deel van het versterkte signaal wordt weer in fase aan de ingang aangeboden. Zonder de amplitude-begrenzing zou het signaal dat in fase naar de ingang wordt teruggekoppeld er voor zorgen dat de schakeling binnen de kortste keren zou vastlopen tegen de massa en de voedingsspanning. De begrenzer zorgt ervoor dat het signaal op de uitgang zich stabiliseert op een bepaalde maximale waarde, waardoor het vastlopen wordt voorkomen en op de uitgang een mooie sinus ontstaat.

Oscillator-voorwaarden

Wil een schakeling kunnen oscilleren, dan moet aan twee belangrijke voorwaarden voldaan zijn.

- de amplitude-voorwaarde:
  de oscillatie ontstaat en zal in stand blijven, dan en slechts dan als de rondgaande versterking minstens gelijk is aan 1.
  In formule-vorm:
  $K \cdot A \geqslant 1$
  K is de koppelings-factor, A de versterking van de versterker. Als K kleiner is dan A^{-1}, dan zal de schakeling na het aanzetten niet gaan oscilleren. Zou men de schakeling door een externe impuls toch in oscillatie brengen, dan zal het signaal op de uitgang langzaam maar zeker uitsterven.

4.10 Oscillator-schakelingen

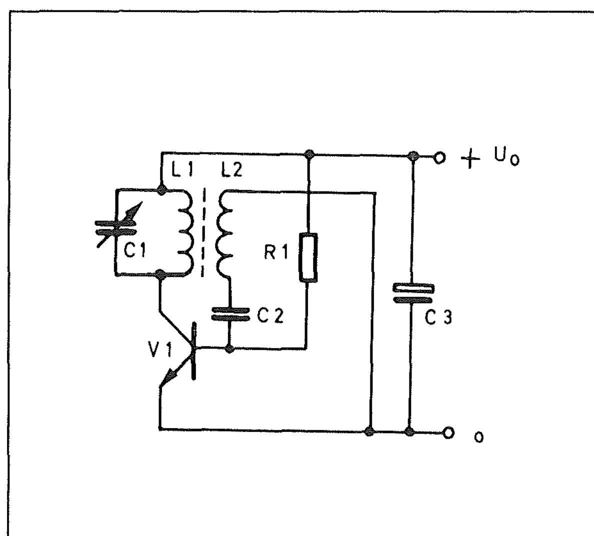
- de fase-voorwaarde:
  een deel van de uitgangsspanning moet in fase op de ingang van de schakeling verschijnen.
  $\varphi_K = 0°$

Aan de fase-voorwaarde kan voldaan worden door een afgestemde kring in de terugkoppeling of in de uitgang van de versterker op te nemen. De frequentie, waarop de schakeling zal oscilleren, is alleen afhankelijk van de eigenschappen van deze afgestemde kring. Voorwaarde is dat deze kring voor slechts één frequentie een fase-verschuiving van 0° heeft. Men kan zowel RC- als LC-kringen toepassen. De eerste treft men voornamelijk in laagfrequente schakelingen aan, de tweede in hoogfrequente oscillatoren.

Het is niet zo moeilijk aan de amplitude-voorwaarde te voldoen. Men zou immers de versterking erg hoog kunnen maken. Maar dit heeft als nadeel dat de schakeling zal vastlopen, hetgeen grote vervormingen met zich meebrengt.
In feite moet dus na de start van de oscillatie de voorwaarde aangepast worden in:
$K \cdot A = 1$.
Dit kan alleen maar door gebruik te maken van automatische versterkingsregelingen.
Bij transistor-schakelingen wordt de basis-instelspanning door middel van een spanningsdeler of door middel van een voorweerstand opgewekt. Het instelpunt wordt meestal door een emitterweerstand gestabiliseerd. Schakelt men geen condensator parallel aan deze weerstand, dan zal de stroomtegenkoppeling stijgen naarmate de uitgangsspanning vergroot. Daardoor gaat de versterking dalen en de amplitude van het uitgangssignaal blijft redelijk constant.

Serie- of parallel-voeding
De voedingsspanning van de trap kan zowel in serie als parallel met de afgestemde kring worden aangeboden.

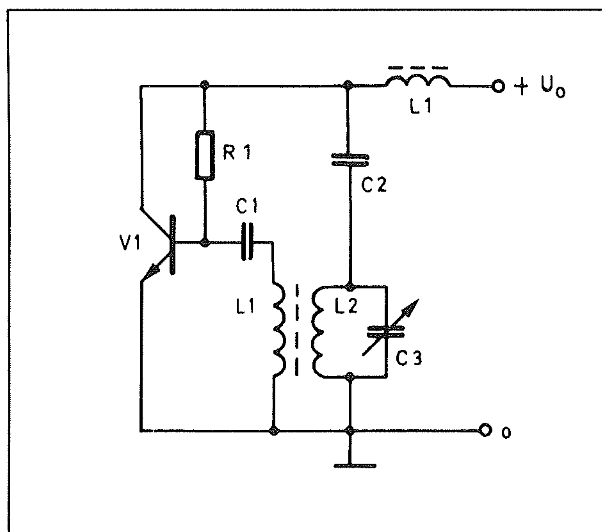
Bij de serie-voeding zijn de transistor, de afgestemde kring en de voeding volgens het schema van figuur 3/4.10-2 in serie geschakeld. Nadeel van deze methode is dat er een gelijkstroom door de spoel van de afgestemde kring vloeit en dat dit de magnetische eigenschappen van de kern van de spoel kan beïnvloeden. Zou door deze gelijkstroom de kern van de spoel in magnetische verzadiging gestuurd worden, dan zal de inductantie van de spoel wijzigen en daarmee natuurlijk ook de resonantie-frequentie. De condensator C3 zorgt voor een effectieve wisselspanningsontkoppeling van de resonantie-kring, waardoor de wisselstroomketen gesloten wordt.



Figuur 3/4.10-2: Serie voeding van de afgestemde kring.

4.10 Oscillator-schakelingen

Het principiële schema van een parallel-voeding is getekend in figuur 3/4.10-3. De transistor, de resonantie-kring en de voeding staan parallel geschakeld. Er vloeit nu geen gelijkspanning door de spoelen van de resonantie-kring. Het is nu echter noodzakelijk een spoeltje L1 in serie met de voeding op te nemen. Voedingen en batterijen hebben immers een zeer lage wisselspannings-impedantie en zonder deze spoel zou de trillings-kring wat wisselspanning betreft kortgesloten worden door de voeding. De impedantie van deze seriespoel L1 moet dus vele malen groter zijn dan de resonantie-impedantie van de afgestemde kring.
De condensator C2 is noodzakelijk om de secundaire kring L2/C3 te sperren voor gelijkstroom. Zonder deze condensator zou de lage gelijkstroom-weerstand van de spoel de voeding immers kortsluiten.



Figuur 3/4.10-3: Parallel-voeding van de afgestemde kring.

Basis-schakelingen

Transistoren bezitten een verhoudingsgewijs zeer lage ingangs-impedantie. Het is bijgevolg noodzakelijk niet alleen een spanning, maar ook een stroom met de juiste fase-relatie terug te koppelen naar de ingang.
Voor lage en midden-frequenties gebruikt men meestal een emitter-schakeling. Voor hoge frequenties komt de basis-schakeling het meeste voor. De bereikbare frequentie hangt op de eerste plaats af van het terugkoppel-netwerk, maar natuurlijk ook van de transistor die men in de versterker gebruikt. Voor HF-oscillatoren zal men diffusie-transistoren gebruiken, voor lagere frequenties legerings-transistoren.

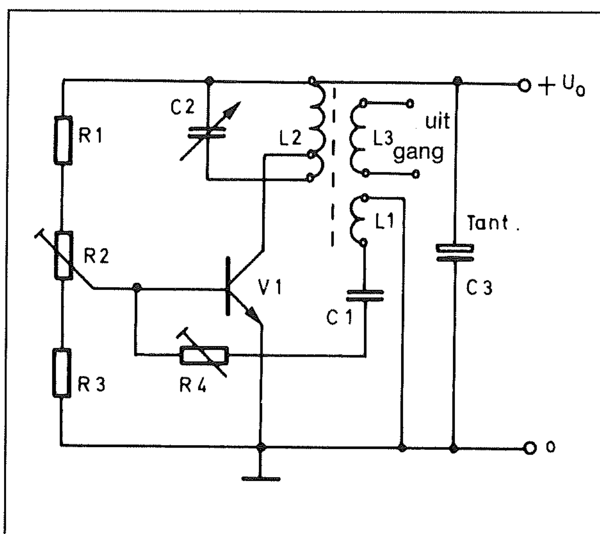
3/4.10.1 Meißner-oscillator

Bij dit type oscillator wordt het teruggekoppelde signaal bij gebruik van een emitter-schakeling naar de basis terug geleid en bij gebruik van een basis-schakeling naar de emitter.
De figuren 3/4.10.1-1 en -2 geven het principe-schema van beide schakelingen.
Met de potentiometer R2 kan men het werk-punt van de transistor instellen, de waarde van de trimmer R4 bepaalt de mate van terugkoppeling. De condensator C1 zorgt ervoor dat de gelijkspanning niet via L1 kortgesloten kan worden.
De terugkoppelspoel L1 heeft, vanwege de zeer lage ingangsimpedantie van de transistor, slechts enige windingen.
De demping van de kring door de kollector-belasting kan aanmerkelijk worden gereduceerd als men, zoals in de schema's getekend, de kollector op een aftakking van de primaire spoel L2 aansluit. Bovendien wordt

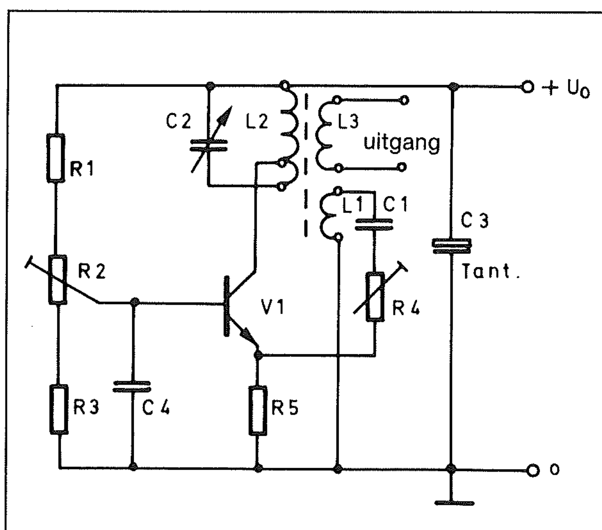
4.10 Oscillator-schakelingen

door deze aftakking de uitgangsimpedantie van de schakeling omhoog getransformeerd.

Bij de basis-schakeling wordt inductief teruggekoppeld naar de emitter. De condensator C4 legt de basis voor signaal-spanningen aan de massa.



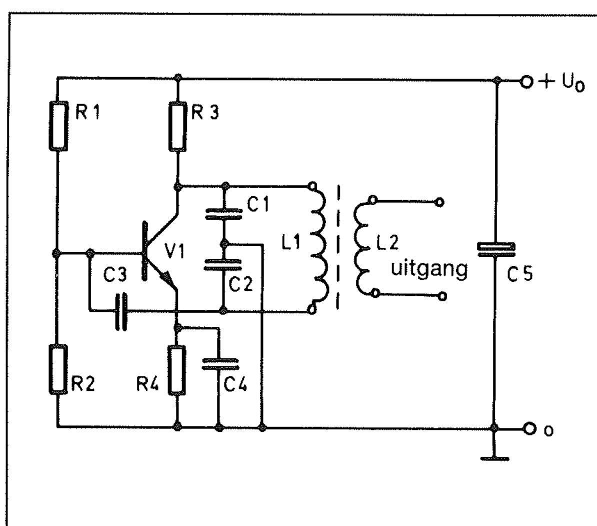
Figuur 3/4.10.1-1: Meißner-oscillator met gemeenschappelijke emitter-schakeling.



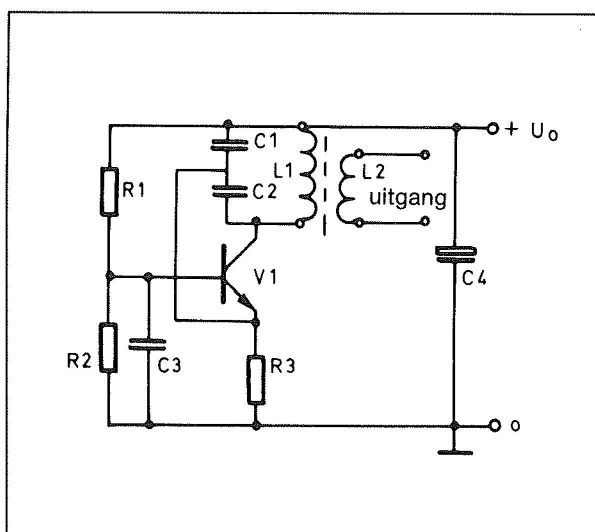
Figuur 3/4.10.1-2: Meißner-oscillator met gemeenschappelijke basis-schakeling.

3/4.10.2 Colpitts-oscillator

Deze oscillator-schakeling werkt volgens het principe van de capacitieve drie-punts schakeling. Zoals uit de figuren 3/4.10.2-1 en -2 blijkt is de resonantie-kring samengesteld uit twee in serie geschakelde condensatoren C1 en C2.



Figuur 3/4.10.2-1: Colpitts-oscillator met gemeenschappelijke emitter-schakeling.



Figuur 3/4.10.2-2: Colpitts-oscillator met gemeenschappelijke basis-schakeling.

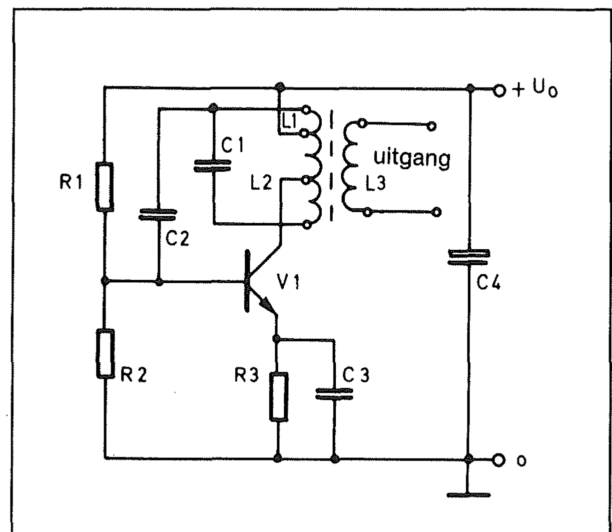
4.10 Oscillator-schakelingen

De terugkoppeling vindt plaats van de kollector naar de basis bij de emitter-schakeling en van de kollector naar de emitter in de basis-schakeling. Het derde element (respectievelijk de emitter en de basis) wordt door een condensator ontkoppeld naar de massa. Bij de emitter-schakeling is dat C4, bij de basisschakeling C3.
Bij de basis-schakeling zijn de in- en de uitgangs-kringen volledig van elkaar gescheiden door de voor wisselspanning aan de massa liggende basis van de transistor. Daardoor wordt een wederzijdse beïnvloeding volledig uitgesloten.
De koppel-factor wordt bepaald door de verhouding van de condensatoren.

De Colpitts-oscillator wordt voornamelijk gebruikt voor frequenties boven 10 MHz. Men treft de schakeling regelmatig aan in oscillatoren in korte golf zenders en ontvangers.

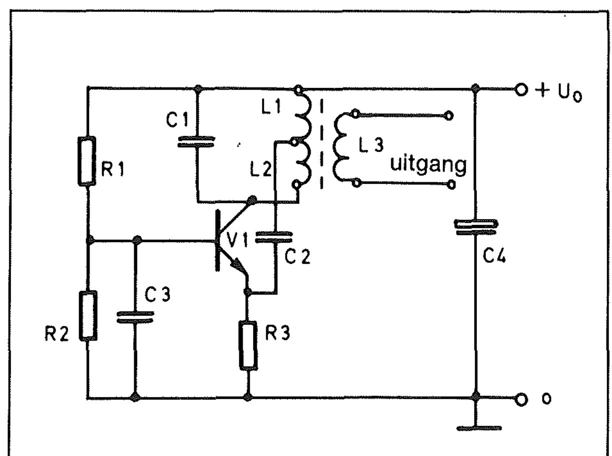
3/4.10-3 Hartley-oscillator

Deze schakeling werkt volgens het inductieve driepunts principe. De secundaire spoel is nu volgens het spaartrafoprincipe opgebouwd. De basis en de kollector van de transistor zijn verbonden met de twee aftakkingen op de spoel. Dit geldt voor de gemeenschappelijke emitter-schakeling van figuur 3/4.10.3-1. De volledige kring staat tussen de basis en de kollector. De teruggekoppelde spanning wordt via de condensator C2 aan de basis aangeboden. Deze condensator en de voeding vormen voor de signaalspanning immers een kortsluiting.
De koppelfactor wordt nu bepaald door de plaats van de aftakkingen op de spoel.



Figuur 3/4.10.3-1: Hartley-oscillator in gemeenschappelijke emitter-schakeling.

In de gemeenschappelijke basis-schakeling van figuur 3/4.10.3-2 wordt de uitgang via de condensator C2 teruggekoppeld naar de emitter. Men mag de emitter-weerstand R3 niet te klein maken, omdat deze weerstand de resonantie-kring rechtstreeks belast.



Figuur 3/4.10.3-2: Hartley-oscillator in gemeenschappelijke basis-schakeling.

Men zal de Hartley-oscillator voornamelijk aantreffen bij midden en hoge frequenties, zoals bijvoorbeeld in ontvangers.

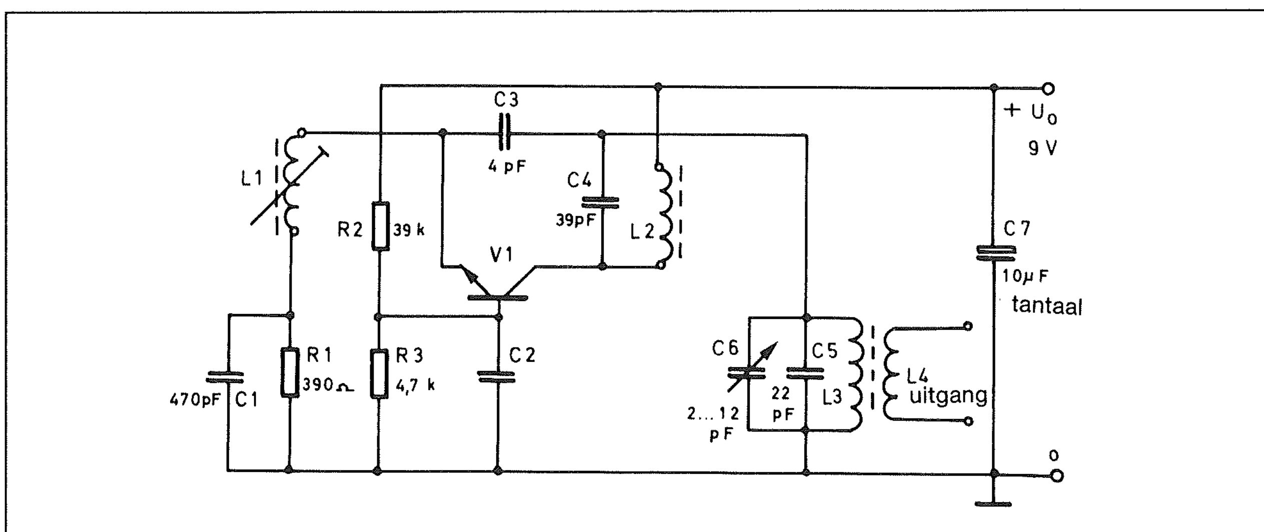
3/4.10.4 Oscillator met capacitieve terugkoppeling

Bij de basis-schakeling zijn in- en uitgangsspanningen bij de lage frequenties in fase.
Naarmate de frequentie stijgt zal men rekening moeten houden met de basis-emitter capaciteit. Deze vormt met de ingangsimpedantie van de schakeling een frequentie-afhankelijk RC-netwerk. Dit netwerk introduceert een fase-verschuiving tussen de in- en de uitgang. De waarde van deze fase-hoek is afhankelijk van de frequentie en van de karakteristieken van de transistor.
Van dit verschijnsel wordt gebruik gemaakt in de schakeling van figuur 3/4.10.4-1. Met de parallel aan de ingangs-impedantie liggende spoel L1 kan de fase-hoek extra verschoven worden, zodat voor een bepaalde frequentie aan de oscillatie-voorwaarde wordt voldaan.
De terugkoppel-condensator is gedeeltelijk opgebouwd uit de inwendige kollector-emitter capaciteit C_{CE} van de transistor. De parallel aan deze capaciteit geschakelde externe condensator C3 is zeer klein, meestal bedraagt de waarde van dit onderdeel slechts enkele pF.
De condensator C4 is noodzakelijk om te verhinderen dat de instelspanning van de transistor via L3 wordt kortgesloten naar de massa. De spoel L2 verhindert dat de signaal-spanning afvloeit naar de massa via de lage impedantie van de voeding.

Deze oscillator wordt voornamelijk gebruikt in FM- en TV-ontvangers.

3/4.10.5 Wien-brug oscillator

De tot nu toe behandelde schakelingen werken allemaal met LC-schakelingen



Figuur 3/4.10.4-1: Oscillator met capacitieve terugkoppeling.

4.10 Oscillator-schakelingen

als afgestemd netwerk en zijn ideaal voor het genereren van sinussen in het MHz bereik. Voor lagere frequenties kunnen deze schakelingen niet meer gebruikt worden, omdat de waarde van de spoelen te groot zou worden.
In laagfrequent oscillatoren zal men dan ook uitsluitend RC-netwerken aantreffen. Een RC-netwerk is in staat een fase-verschuiving van maximaal 90° te veroorzaken (althans in theorie). Om aan de oscillatie-voorwaarde te voldoen zal men dan ook verschillende netwerken in serie moeten schakelen of gebruik maken van een brugschakeling.

In de Wien-oscillator wordt van de twee methode gebruik gemaakt.
Zoals uit het schema van figuur 3/4.10.5-1 volgt, is deze brug samengesteld uit een parallel schakeling van een weerstand en een condensator (R2/C2) en een serie-schakeling van identieke componenten (R1/C1).

Als beide weerstanden en beide condensatoren even groot zijn, kan men de oscillatie-frequentie berekenen uit de formule:

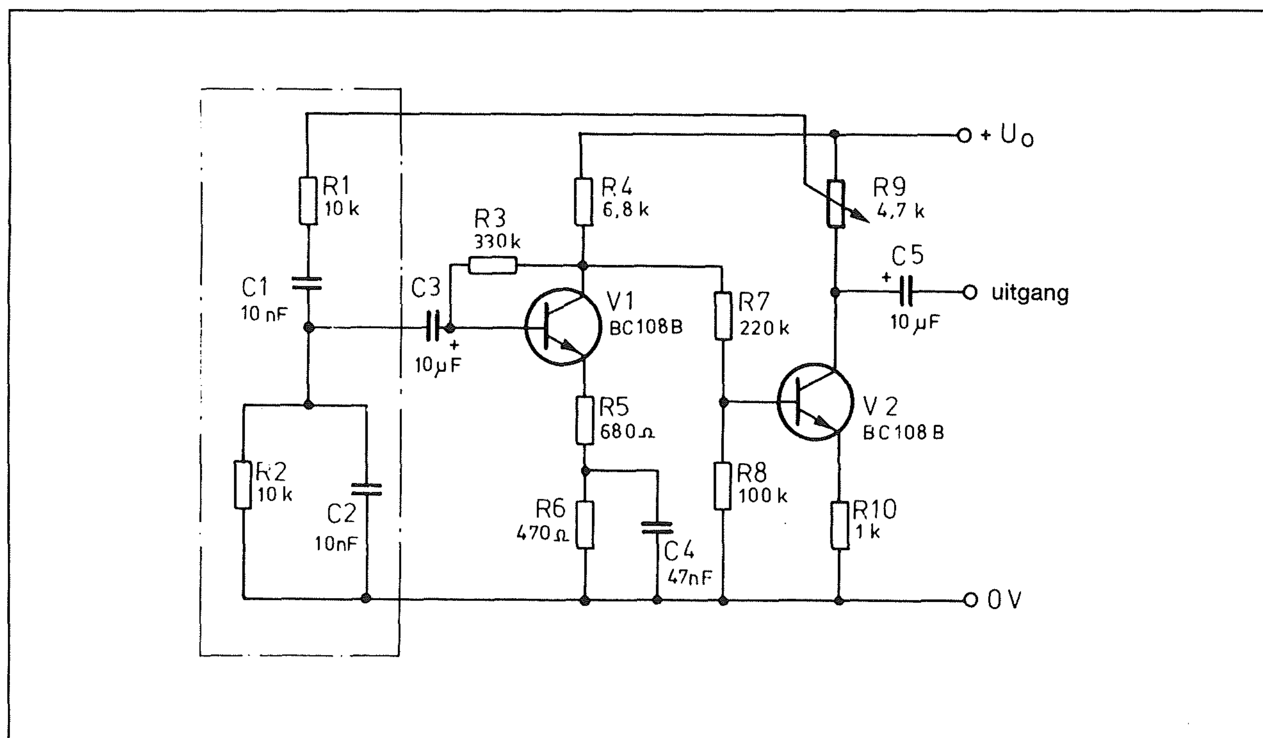
$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$$

Deze formule is afgeleid van de oscillatie-voorwaarde:

$$R = \frac{1}{\omega \cdot C}$$

De teruggekoppelde spanning is in fase met de uitgangsspanning over R9.

Deze schakeling vereist het gebruik van twee versterker-trappen, omdat de 180° fase-draaiing, die door de eerste



Figuur 3/4.10.5-1: Wien-brug oscillator, afgestemd op een frequentie van 1,6 kHz.

4.10 Oscillator-schakelingen

trap wordt geïntroduceerd, door de tweede trap moet worden opgeheven.
In- en uitgang van de versterker moeten dus in fase zijn!
Om aan de amplitude-voorwaarde te voldoen moet de totale versterking groter dan drie zijn. Dit is een gevolg van de spanningsdeling, die door het netwerk van de Wien-brug tussen de uitgang en de ingang ontstaat en het teruggekoppelde signaal verzwakt.

De frequentie van de schakeling kan worden gevarieerd door ofwel de twee weerstanden ofwel de twee condensatoren van de brug in gelijke mate te veranderen.
In de praktijk zal men meestal met behulp van een dubbele omschakelaar een aantal identieke condensatoren in het netwerk opnemen. Als men deze een 1 op 10 verhouding geeft, kan men dan de frequentie van de schakeling met deze schakelaar decadisch instellen. De twee vaste weerstanden worden vervangen door een stereo potentiometer, waarmee de frequentie in iedere decade op iedere gewenste waarde wordt ingesteld.

De weerstanden waarmee men de trap instelt belasten de brug. Het is dan ook noodzakelijk deze onderdelen zo groot mogelijk te maken.
Vandaar dat men vaak gebruik maakt van een FET als eerste versterker. Deze heeft een zeer hoge ingangs-impedantie, waardoor de brug minder belast wordt. Sommige FET's hebben bovendien betere HF-eigenschappen, met name een kleinere ingangs-capaciteit, waardoor de capacitieve belasting van de brug lager wordt en men het bruikbare frequentie-bereik tot enige MHz kan verhogen.

Met de weerstand R9 kan men de koppel-factor instellen en de schakeling aan de amplitude-voorwaarde (versterking groter dan 3) laten voldoen.
Om de waarde van de versterkings-factor op precies drie te stabiliseren moet de schakeling worden voorzien van een aantal terugkoppelingen.
Bij de (overigens praktisch bruikbare) schakeling van figuur 3/4.10.5-1 wordt er zowel aan spanning- als aan stroom-tegenkoppeling gedaan. De weerstand R3 stabiliseert de eerste versterkertrap, de weerstanden R5 en R10 zorgen voor een stroom-tegenkoppeling in de emitter-leidingen van de twee halfgeleiders.

De Wien-brug oscillator is een ideale schakeling voor de zelfbouwer. Er worden geen bijzondere onderdelen, zoals spoelen, gebruikt en de kans dat de schakeling het niet doet is uiterst klein. Het enige nadeel is dat de stabilisering van de versterkingsfactor op precies drie vrij kritisch is.

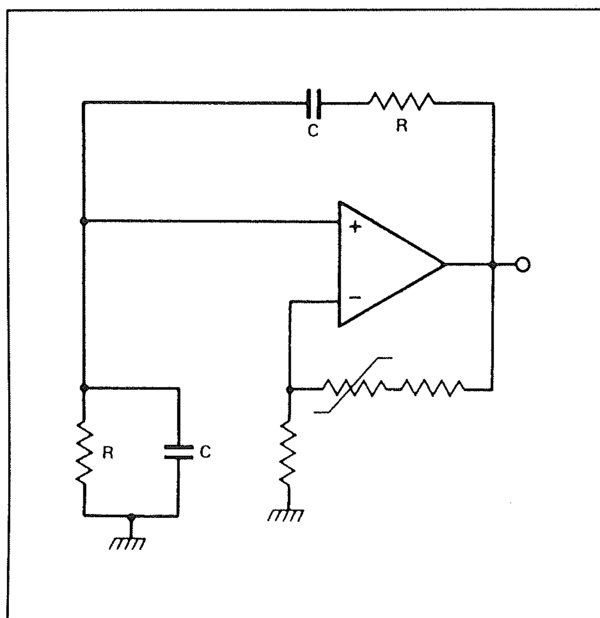
Operationele versterkers in Wien-oscillatoren

Tegenwoordig zal men niet vaak Wien-oscillatoren met transistoren aantreffen. De meeste schakelingen worden opgebouwd rond een operationele versterker.

Op-amp's zijn zo goed als ideale elementen voor het realiseren van een Wien-brug oscillator. Even de voordelen op een rijtje zetten.
- Operationele versterkers zijn in wezen verschil-versterkers. De werking tussen positieve ingang en uitgang is in fase, de werking tussen negatieve

4.10 Oscillator-schakelingen

ingang en uitgang is in tegen-fase. Het is dus, zoals aangeduid in figuur 3/4.10.5-2, mogelijk de twee belangrijke netwerken die de fase- en de amplitude-voorwaarde instellen, volledig gescheiden uit te voeren. Het brug-netwerk, dat de fase-voorwaarde vervult, wordt opgenomen tussen de uitgang en de niet-inverterende ingang. Het netwerk dat de amplitude-voorwaarde vervult (versterking gelijk aan drie) kan tussen de uitgang en de inverterende ingang worden geschakeld.



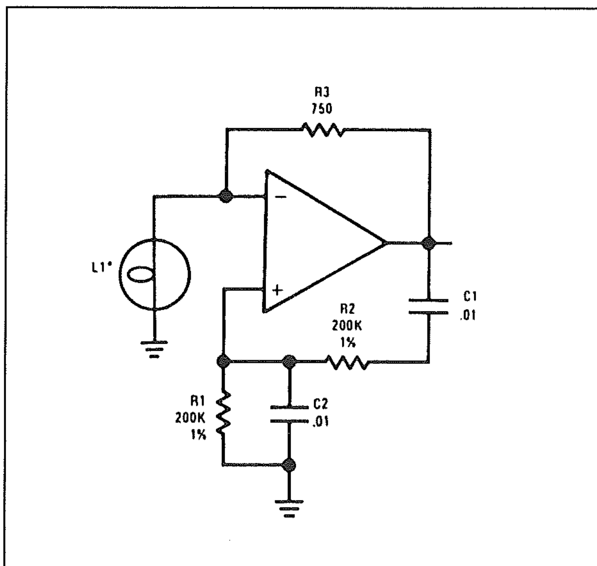
Figuur 3/4.10.5-2: Het basis-schema van een oscillator opgebouwd rond een operationele versterker.

- Moderne BIFET operationele versterkers hebben een zeer hoge ingangsweerstand en een zeer lage ingangs-capaciteit. Voor de CA 3140 ligt de waarde van deze grootheden bijvoorbeeld bij 1,5 TΩ en 4 pF! Dit heeft tot gevolg dat de brugschakeling niet wordt belast door de ingangen van de operationele versterker. Men kan dus zeer grote weerstanden en condensatoren gebruiken voor het genereren van sinussen in het subsonische gebied (tot zelfs tienden van Hz!). Voor het opwekken van zeer hoge frequenties kan men gaan tot condensatoren van enige tientallen pF.
- Moderne operationele versterkers hebben een grote bandbreedte, zodat het zonder veel problemen mogelijk is generatoren tot enige MHz te bouwen.
- Operationele versterkers hebben een zeer hoge open lus versterking, waardoor men flink moet tegenkoppelen om de vereiste gesloten lus versterking van 3 te verkrijgen. Door deze terugkoppeling kan men de eigen vervorming van de op-amp volledig verwaarlozen. De uiteindelijke vervorming van de generator is dan alleen afhankelijk van de nauwkeurigheid van de onderdelen van de Wien-brug en de lineaire werking van de terugkoppeling.
- Operationele versterkers hebben een zeer lage uitgangs-impedantie, waardoor het zonder veel problemen mogelijk is de versterking van het systeem automatisch te regelen.

Het enige probleem is in feite het voorkomen dat de oscillatie uitsterft of vastloopt tegen de voedingsspanningen. Het komt er op neer tussen de uitgang van de op-amp en de inverterende ingang een soort spanningsafhankelijke verzwakker op te nemen.
Stijgt de uitgangsspanning van de schakeling, dan moet deze verzwakker meer tegenkoppelen, waardoor de gesloten lus versterking gaat dalen en het uitgangssignaal weer kleiner wordt. Daalt

de uitgangsspanning, dan moet de tegenkoppeling verminderen zodat de versterking stijgt en de daling van de uitgangsspanning wordt tegengewerkt. Er zijn in de loop der jaren diverse systemen ontwikkeld om de versterking van een sinus-oscillator met operationele versterker automatisch te regelen en deze worden nu in het kort besproken.

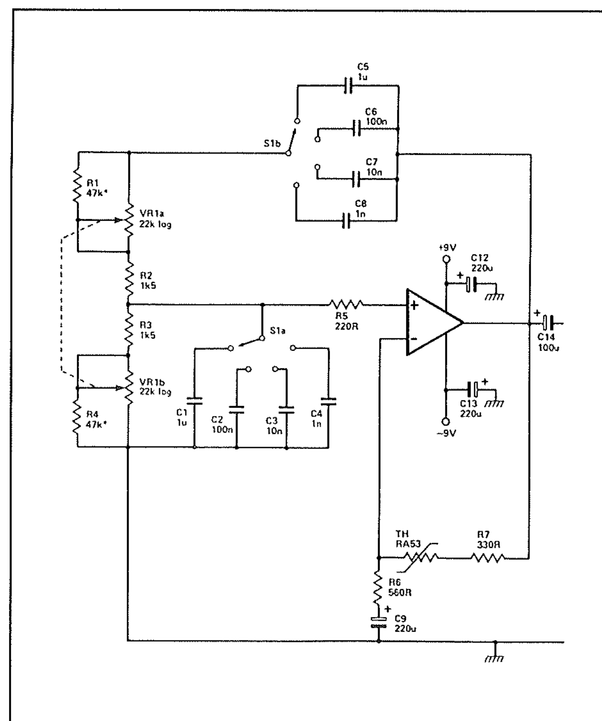
- terugkoppeling met gloeilampje
  Een gloeilampje heeft een inwendige weerstand die afhankelijk is van de temperatuur van de gloeidraad. Van dit verschijnsel maakt men gebruik in het schema van figuur 3/4.10.5-3.



Figuur 3/4.10.5-3: Een gloeilampje voor het stabiliseren van de versterking.

Het gloeilampje vormt met de weerstand R3 een spanningsafhankelijke spanningsdeler. Als de spanning op de uitgang stijgt zal er een grotere stroom door R3 en de gloeidraad vloeien. De geringe opwarming van het lampje heeft tot gevolg dat de weerstand van de gloeidraad stijgt. Er wordt meer signaal teruggekoppeld naar de inverterende ingang, de versterking daalt.

- terugkoppeling met een thermistor
  Een thermistor is een weerstand met een temperatuur-afhankelijke weerstand. Met onderscheidt NTC's en PTC's, afhankelijk van de richting waarin de weerstand verandert bij stijging van de temperatuur. In figuur 3/4.10.5-4 is een Wien oscillator getekend, waarbij een thermistor wordt gebruikt voor het regelen van de versterking van de operationele versterker.



Figuur 3/4.10.5-4: Een sinus-oscillator met een thermistor in de terugkoppeling naar de negatieve ingang.

De thermistor TH is opgenomen in de spanningsdeler tussen de uitgang en de inverterende ingang. Als de uitgangsspanning stijgt neemt de

4.10 Oscillator-schakelingen

weerstand af en er wordt een groter deel van het uitgangssignaal teruggekoppeld. De versterking neemt af. De condensator C9 is aanwezig om de terugkoppeling uit te schakelen voor gelijkspanningen. Voor gelijkspanning ligt de uitgang rechtstreeks aan de inverterende ingang via de weerstand R7 en de thermistor. De gelijkspanningsversterking is dus gelijk aan 1.

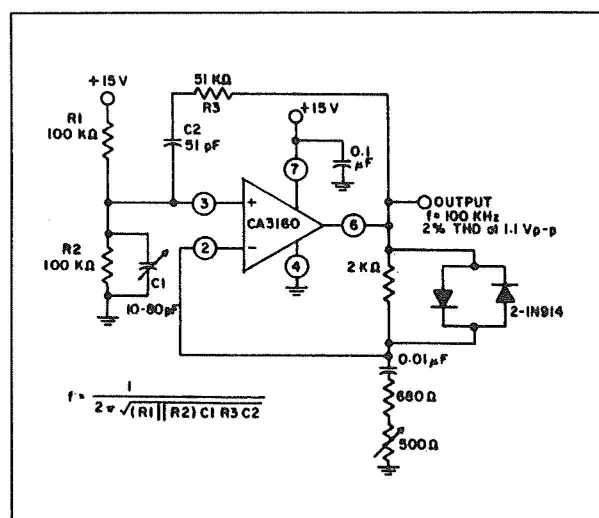
De getekende schakeling wekt sinussen op tussen 10 Hz en 100 kHz met een vervorming van ongeveer 0,015% bij 50 Hz en 0,0012% bij 1 kHz. De uitgangsspanning blijft binnen ±0,25 dB constant.

Het enige nadeel van dit soort schakelingen is dat de geschikte thermistoren moeilijk verkrijgbaar zijn.

– dioden als spanningsafhankelijke weerstand

Uit de gekromde U/I-karakteristiek van een diode kan men afleiden dat de dynamische weerstand van zo'n onderdeel afhankelijk is van de stroom die er doorheen vloeit. Hoe groter de stroom, hoe lager de weerstand! In de schakeling van figuur 3/4.10.5-5 worden twee anti-parallel geschakelde dioden gebruikt voor het stabiliseren van de uitgangsspanning. Bij het afregelen van de schakeling moet men de potentiometer van 500 Ω verdraaien tot de schakeling begint te oscilleren. De versterking is dan meer dan 3, maar naarmate de uitgangsspanning stijgt zal de weerstand van de dioden dalen, waardoor de terugkoppel-factor stijgt en de versterking daalt.

Deze schakeling is zeer eenvoudig, maar heeft een tamelijk hoge vervorming tot gevolg. Deze hoge vervorming wordt voornamelijk veroorzaakt door de niet gelijke karakteristieken van de twee noodzakelijke dioden. Dat er twee dioden nodig zijn is hopelijk duidelijk. Een sinus heeft immers zowel een positieve als een negatieve alternantie en voor beide polariteiten is een diode nodig.

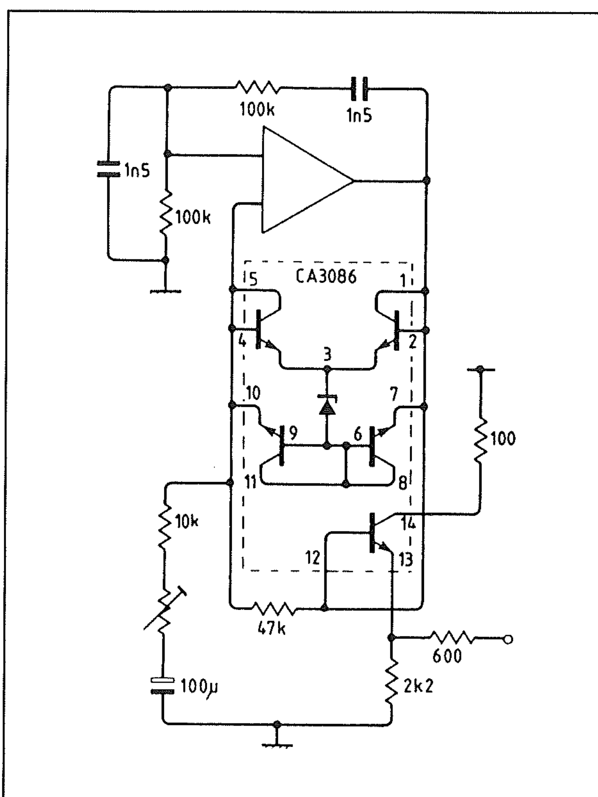


Figuur 3/4.10.5-5: Stabilisatie van de uitgangsspanning door middel van twee anti-parallel geschakelde silicium-dioden.

Men kan de schakeling optimaliseren door gebruik te maken van een array, zoals getekend in figuur 3/4.10.5-6. De dioden worden nu gevormd door de in een CA 3086 chip geïntegreerde transistoren. Deze hebben identieke karakteristieken, zodat het grote nadeel van losse dioden vervalt. Omdat er in zo'n array toch een heleboel identieke transistoren voorradig zijn, worden er twee als zenerdiode geschakeld. Dit heeft als voordeel dat de generator een veel hogere spanning kan leveren dan het geval is bij gebruik van enkele dioden. Deze schakeling levert sinussen af met een gemiddelde vervorming van 0,05%.

4.10 Oscillator-schakelingen

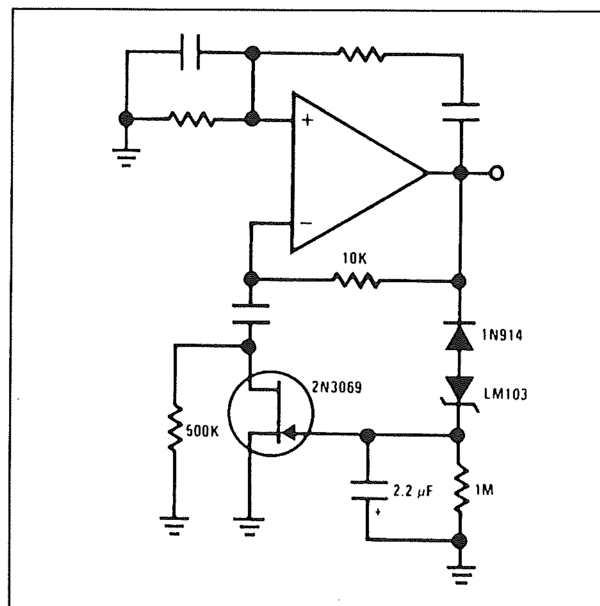
De laatste transistor uit het array wordt alle emittervolger geschakeld en vormt een buffer tussen de uitgang van de op-amp en de belasting. Op deze manier wordt de werking van Wien-brug volledig onafhankelijk van de belasting die men op de generator aansluit.



Figuur 3/4.10.5-6: Door gebruik te maken van een transistor-array kan men de vervormingen door de niet identieke diode-karakteristieken voorkomen.

- Een FET als spannings-afhankelijke weerstand
  FET's hebben de eigenschap dat de weerstand tussen source en drain afhankelijk is van de spanning op de gate. Dus kan men, volgens het schema van figuur 3/4.10.5-7, een FET in de terugkoppeling opnemen.

De gate moet echter gestuurd worden met een gelijkspanning en vandaar dat de uitgang van de op-amp wordt gelijkgericht met een diode en afgevlakt met een condensator. De zenerdiode LM103 voert een drempel in, zodat de spanning op de uitgang van de schakeling tot een bruikbare waarde kan stijgen. De weerstand van 1 MΩ over de afvlak-elco zorgt ervoor dat de condensator kan ontladen als de uitgangsspanning van de schakeling daalt. Ook nu wordt een condensator in serie met de spanningsafhankelijke weerstand (de FET, dus) opgenomen, zodat de automatische versterkings-regeling alleen reageert op wisselspanningen.



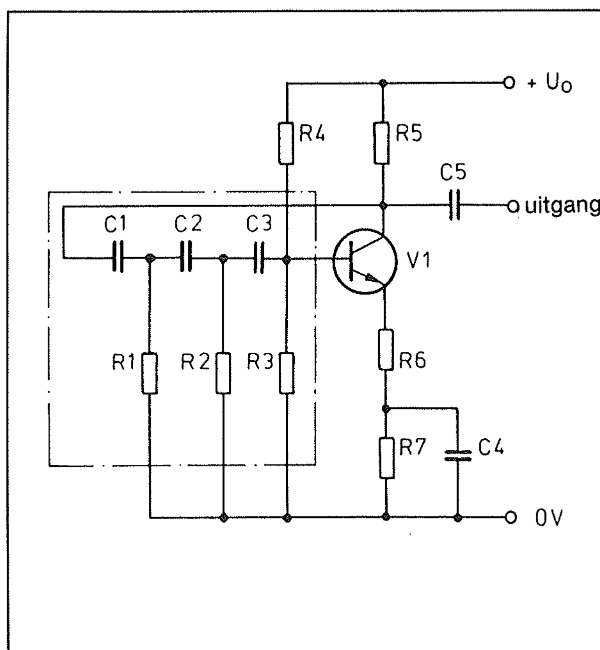
Figuur 3/4.10.5-7: Stabilisatie van de versterking door het inschakelen van een FET als spanningsafhankelijke weerstand.

3/4.10.6 Fase-verschuivings oscillator

Deze oscillatoren bestaan in de regel

4.10 Oscillator-schakelingen

uit één versterkingstrap waarvan de uitgangsspanning door middel van drie in serie geschakelde RC-netwerken terug wordt gekoppeld naar de ingang.
Figuur 3/4.10.6-1 geeft het basisschema van dit soort oscillatoren. In dit voorbeeld zijn de condensatoren in serie geschakeld tussen de uitgang en de ingang en liggen de weerstanden naar de massa geschakeld, maar er zijn ook schakelingen waar dit omgekeerd is.



Figuur 3/4.10.6-1: Fase-verschuivings oscillator met drie RC-netwerken.

De RC-netwerken werken als spanningsdelers, waarbij de spanning op het knooppunt tussen weerstand en condensator een fase-verschuiving tussen 0 en 90° heeft ten opzichte van de ingangsspanning. De mate van verschuiving is afhankelijk van de waarde van de onderdelen en van de frequentie.
Bij een transistor-trap, geschakeld in de gemeenschappelijke emitter-configuratie, bestaat er een fase-verschuiving van 180°tussen de ingangsspanning op de basis en de uitgangsspanning op de kollector. Het fase-verschuivende netwerk moet daar dus nog eens 180° aan toevoegen om aan de oscillatie-voorwaarde te kunnen voldoen. Voor het bereiken van deze 180° zijn drie RC-netwerken noodzakelijk. Algemeen kiest men drie identieke weerstanden en drie identieke condensatoren.
Een RC-kring wordt belast door de volgende. De fase-verschuivingen van de drie netwerken zijn daardoor niet even groot. De frequentie waarbij aan de fase-voorwaarde wordt voldaan hangt af van de manier waarop het netwerk is samengesteld. Bij het systeem van figuur 3/4.10.6-1 wordt de frequentie gegeven door:

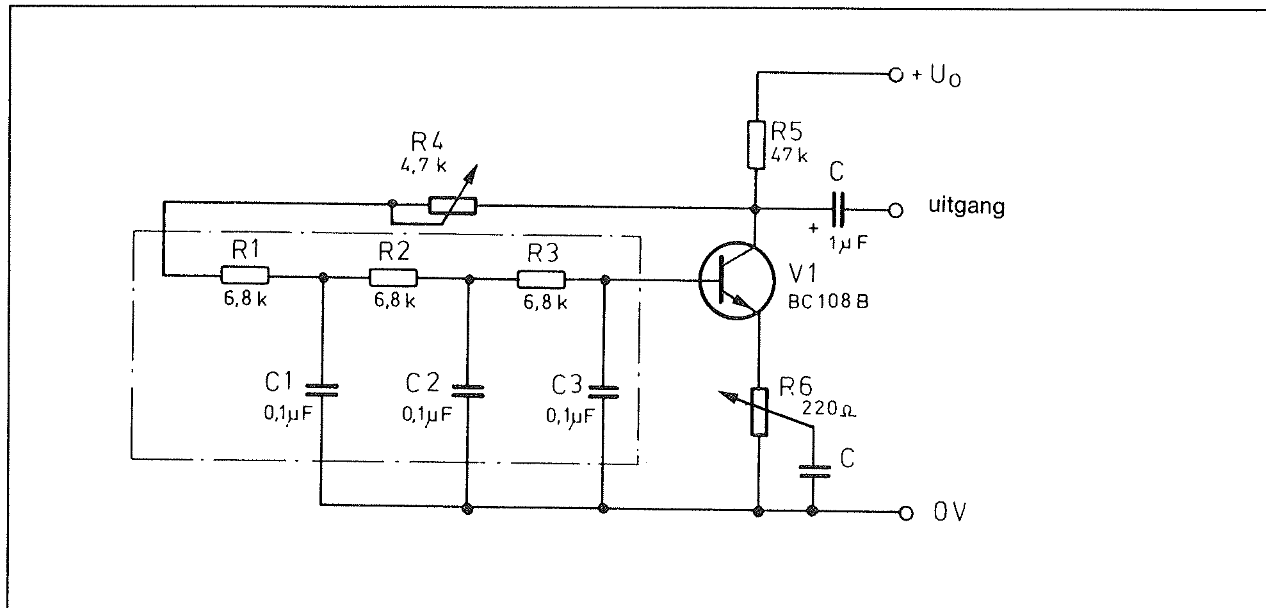
$$f_0 = \frac{1}{15{,}4 \,.\, R \,.\, C}$$

Figuur 3/4.10.6-2 geeft een schema waarbij de condensatoren en weerstanden van plaats zijn verwisseld. Bij dit systeem wordt de frequentie gegeven door de formule:

$$f_0 = \frac{1}{2{,}56 \,.\, R \,.\, C}$$

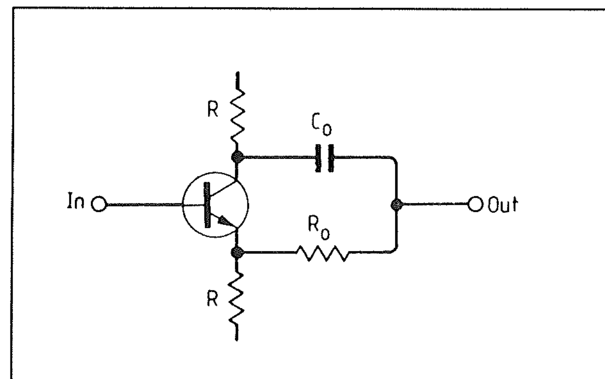
De schakeling wordt gestabiliseerd door de niet ontkoppelde emitter-weerstand. Door de waarde van deze weerstand te variëren kan men de versterking van de trap instellen. Door in serie met een van de RC-netwerken een instelbare weerstand op te nemen (R4 in de figuur) kan men de frequentie in geringe mate instellen.
Het is vrij moeilijk de frequentie bij deze schakeling in een groot bereik te regelen. Men zou al gebruik moeten

4.10 Oscillator-schakelingen



Figuur 3/4.10.6-2: Men kan de weerstanden en condensatoren zonder problemen van plaats verwisselen.

maken van drie draaibare condensatoren, die mechanisch gekoppeld zijn. Het is namelijk niet mogelijk de waarde van de weerstanden over een groot bereik te veranderen, omdat daardoor de gelijkspanningsinstelling van de trap in het gedrang komt.
Men zal deze schakeling dan ook hoofdzakelijk tegenkomen op plaatsen waar men een sinus-oscillator met vaste frequentie nodig heeft.

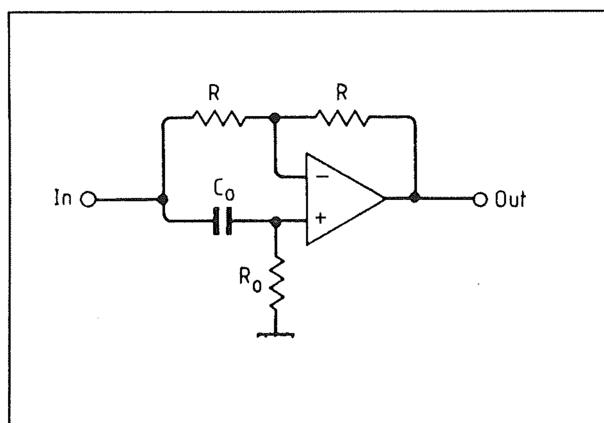


Figuur 3/4.10.6-3: Een alternatief fase-verschuivend netwerk.

Een alternatief netwerk

Om het nadeel van de drievoudige frequentie-afstemming te omzeilen kan men gebruik maken van een ander faseverschuivend netwerk. Voorwaarde daarbij is dat men over twee signalen beschikt die even groot zijn maar 180° in fase verschoven. Het basis-systeem is getekend in figuur 3/4.10.6-3.
De ingangsspanning wordt aangeboden aan een zogenaamde fase-splitser. De emitter- en kollector-weerstanden zijn even groot en het zal duidelijk zijn dat ook de spanningen over deze weerstanden dezelfde grootte hebben. Het enige verschil is dat de spanning op de emitter in fase is met de ingangsspanning en de spanning op de kollector 180° gedraaid. Tussen emitter en kollector wordt een serie-schakeling van een weerstand en een condensator aangesloten. De spanning op het knooppunt van beide onderdelen zal in fase zijn met het emitter-signaal bij een frequentie gelijk aan nul en in fase met het

signaal op de collector bij frequentie gelijk aan ∞. Er bestaat dus een frequentie waarbij de fase-verschuiving tussen in- en uitgang precies gelijk is aan 90°. Door nu twee van dergelijke schakelingen achter elkaar op te nemen ontstaat de voor de oscillatie noodzakelijke fase-draaiing van 180°.
Men kan de schakeling met transistoren opbouwen, maar het is veel verstandiger operationele versterkers volgens het schema van figuur 3/4.10.6-4 in te schakelen. De frequentie waarbij de fase-verschuiving gelijk is aan 90° kan worden gevarieerd door het veranderen van de waarde van de onderdelen C_0 en R_0.



Figuur 3/4.10.6-4: Het alternatieve netwerk toegepast rond een operationele versterker.

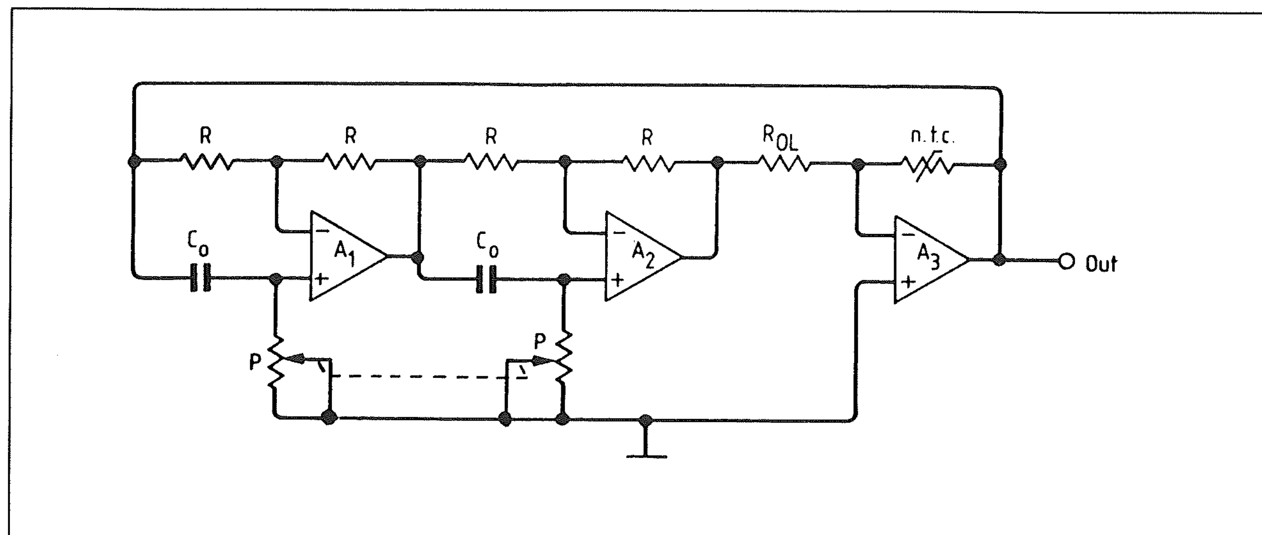
Het schema van een sinus-oscillator die volgens dit principe is opgebouwd is getekend in figuur 3/4.10.6-5.
Er is nu slechts een gewone stereo-potentiometer P nodig om de frequentie van de schakeling te variëren.
De uitgangsspanning wordt gestabiliseerd door in de laatste versterking een thermistor in de terugkoppeling op te nemen. De fase-verschuivende netwerken hebben een verzwakking van exact 1. De totale rondgaande versterking moet dus ook gelijk zijn aan 1, waaruit volgt dat de waarde van de thermistor R_{ntc} gelijk moet zijn aan de waarde van de weerstand R_{OL}.

Deze schakeling heeft een groot voordeel op de Wien-brug oscillator. De twee weerstanden die de frequentie bepalen liggen met een kant aan de massa. Men kan deze weerstanden dus vrij eenvoudig vervangen door een programmeer-schakeling, die de waarde van de weerstanden aanpast aan een digitale code. Deze weerstanden kunnen met FET's of elektronische schakelaars in- en uitgeschakeld worden. Verder is het ook mogelijk een sweep-oscillator te maken (een sweep-oscillator doorloopt continu een bepaalde frequentie-band en wordt bijvoorbeeld gebruikt in automatische doorlaatband-metingen) door de twee weerstanden te vervangen door FET's en de weerstand van de FET's te laten afhangen van een stuurspanning op de gate's.

3/4.10.7 Kristal-oscillator

In kristal-gestuurde sinusgeneratoren wordt het frequentie-bepalende LC-netwerk vervangen door een kristal.
Deze onderdelen hebben een door hun fysische kenmerken bepaalde zeer stabiele resonantie-frequentie. De maximale afwijking bedraagt minder dan 0,0001%. Deze elementen lenen zich dus uitstekend in die toepassingen waar men over een signaal met een zeer stabiele frequentie moet beschikken. De gegenereerde frequentie is daarbij volledig onafhankelijk van de voedings-spanning, de belasting, de terugkoppe-

4.10 Oscillator-schakelingen



Figuur 3/4.10.6-5: Praktische schakeling met twee alternatieve fase-verschuivende netwerken. Op de drie uitgangen van de operationele versterkers kan men hetzelfde sinus-signaal aftakken, maar onderling 90° in fase verschoven.

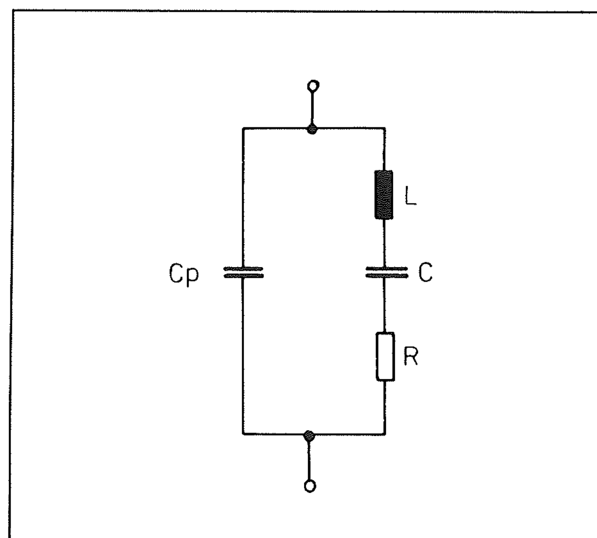
ling en de omgevings-temperatuur.

Kristallen

Kristallen zijn kleine plaatjes siliciumoxide (SiO_2), die ofwel kunstmatig worden vervaardigd of geslepen uit natuurlijke kristallen. Op twee tegenover elkaar liggende vlakken worden elektrische kontacten aangebracht. Legt men tussen deze kontacten een wisselspanning aan, dan zal het kristal vanwege de piëzo-elektrische eigenschappen gaan trillen. De frequentie van deze trillingen wordt bepaald door de fysische eigenschappen van het plaatje, door zijn samenstelling, afmetingen en manier waarop het geslepen is.

Men kan een equivalent schema van een kristal opstellen. Figuur 3/4.10.7-1 toont dit elektrische equivalent, waaruit men kan besluiten dat een kristal elektrisch te vergelijken is met een afgestemde kring met LC-samenstelling.

Het grote voordeel is dat de kwaliteitsfactor van een kristal vele malen groter en dus beter is dan deze van met 'echte' inducties en condensatoren samengestelde afgestemde kringen.



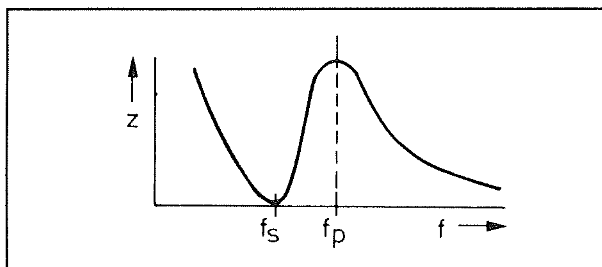
Figuur 3/4.10.7-1: Vervangings-schema van een kristal.

Kristallen kunnen zowel als serie- of als parallel-resonantiekring worden toegepast. Een en ander is afhankelijk van de manier waarop men het onderdeel in de schakeling opneemt.

Figuur 3/4.10.7-2 geeft de impedantie/

4.10 Oscillator-schakelingen

frequentie karakteristiek van een kristal. Er bestaat een frequentie waarbij de impedantie minimaal is een deze noemt men de serie-resonantie frequentie. Bij de parallel-resonantie frequentie f_p gaat de impedantie van het kristal naar een maximale waarde. De serie-resonantie is steeds lager dan de parallel-resonantie.



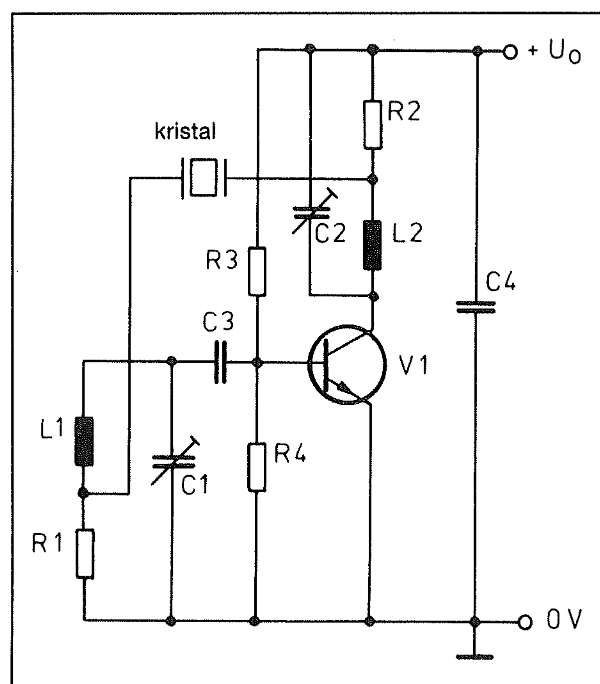
Figuur 3/4.10.7-2: De impedantie-karakteristiek van een kristal vertoont een minimum en een maximum.

In principe wordt de resonantie-frequentie bepaald door de afmetingen van het kristal-plaatje. Hoe kleiner het plaatje, hoe hoger de frequentie. Nu bestaan er natuurlijk technologische grenzen aan de minimale afmetingen van een kristal. Gelukkig kan men een kristal ook laten oscilleren op de oneven hogere harmonischen van de eigen resonantie-frequentie.
Van dit verschijnsel maakt men gebruik bij kristal-oscillatoren van meer dan 30 MHz. Men kan bijvoorbeeld een 30 MHz kristal laten oscilleren op de derde, vijfde of zevende harmonische en zodoende stabiele frequenties van 90, 150 of 210 MHz opwekken.

Basis-schakelingen

In principe kan men alle schakelingen die gebruik maken van een LC-resonantie-kring gebruiken voor het samenstellen van een kristal-oscillator.

Figuur 3/4.10.7-3 geeft het basisschema van de Heegner-oscillator. Het kristal wordt hierbij als serie-resonator gebruikt. De waarde van de weerstanden R1 en R2 moet gelijk of kleiner zijn dan de serie-weerstand van het kristal zélf.



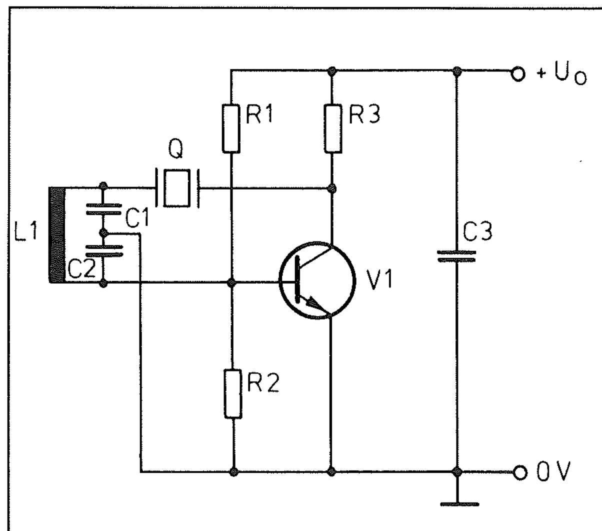
Figuur 3/4.10.7-3: Heegner-oscillator.

Figuur 3/4.10.7-4 is een serie-resonator waarbij de uitgangsspanning van de transistor vis het kristal wordt teruggekoppeld naar de basis.

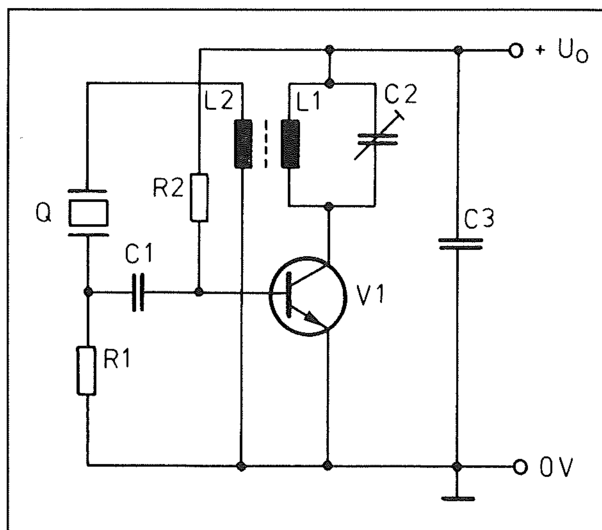
Figuur 3/4.10.7-5 is een schakeling die geschikt is voor lage frequenties. Ook nu wordt het kristal als serie-resonator toegepast. Het uitgangssignaal wordt via de HF-transformator L1/L2 aan het kristal aangeboden. Dit filtert er het signaal met zijn eigen resonantie-frequentie uit en biedt dit aan op de basis.

Figuur 3/4.10.7-6 geeft het basis-

schema van de Fränklin-oscillator. In deze twee-traps schakeling wordt de terugkoppeling gesloten via condensator C3, condensator C2 en het kristal Q. Ook bij deze schakeling trilt het kristal op zijn serie-resonantie frequentie.



Figuur 3/4.10.7-4: Serie-resonantie-schakeling in gemeenschappelijke emitter-schakeling.



Figuur 3/4.10.7-5: Serie-resonantie, gemeenschappelijke emitter.

Figuur 3/4.10.7-7 is de bekende Colpitts-schakeling, waarbij het kristal de plaats van de traditionele spoel inneemt. Het kristal werkt nu op zijn parallel-resonantie frequentie.

Figuur 3/4.10.7-8 geeft het basisschema van een kristal-oscillator in gemeenschappelijke basis-schakeling. Door de condensator C3 wordt de basis voor wisselspanning ontkoppeld naar de massa. Het signaal wordt nu teruggekoppeld van kollector naar emitter, waarbij het kristal weer als 'zeef' dient om de signalen met de eigen resonantiefrequentie uit het teruggekoppelde signaal te filteren.

Figuur 3/4.10.7-9 is een alternatieve gemeenschappelijke basisschakeling, waarbij het kristal op zijn parallel-resonantie frequentie wordt aangesproken en het signaal capacitief wordt teruggekoppeld van de kollector naar de emitter.

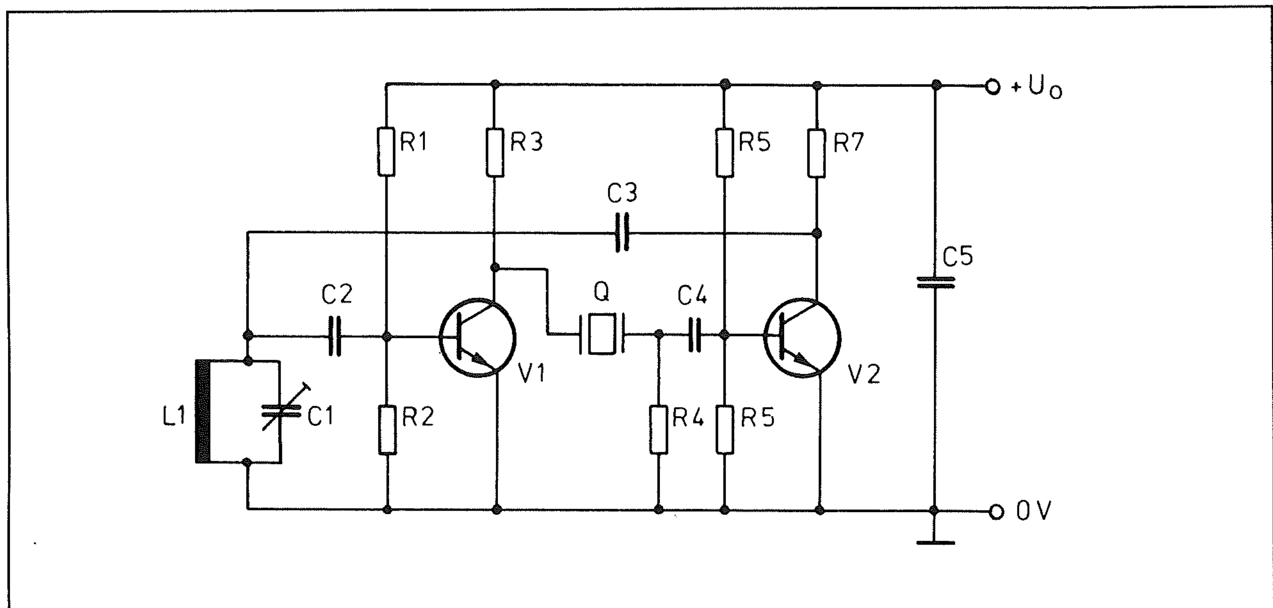
Figuur 3/4.10.7-10 geeft een schema waarbij de transistor in gemeenschappelijke collector-schakeling wordt gebruikt, dus als emitter-volger.
Het signaal kan van de emitter worden afgenomen, het kristal werkt in parallel bedrijf.

Kristal-oscillatoren met FET's

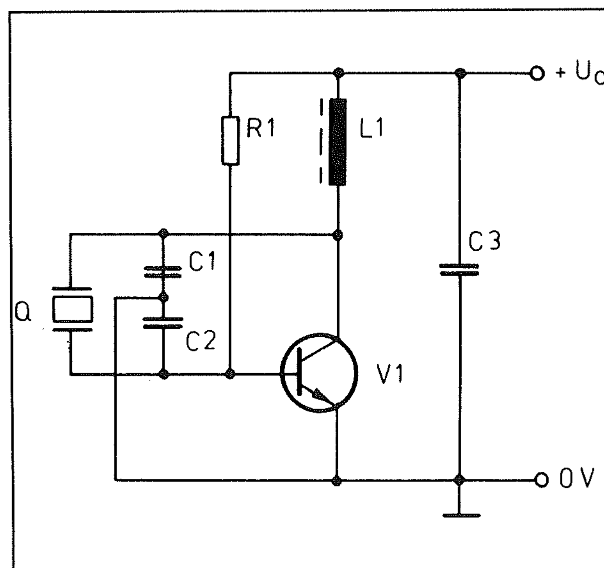
FET's hebben een hoge ingangs-impedantie en een lage ingangscapaciteit. Dit heeft als voordeel dat het kristal nauwelijks belast wordt en de hoge kwaliteits-factor van het kristal zélf in de schakeling gehandhaafd kan blijven.

Figuur 3/4.10.7-11 geeft het basisschema van een Pierce-oscillator. Deze schakeling heeft als groot voordeel dat men kristallen in een breed frequentie-

4.10 Oscillator-schakelingen



Figuur 3/4.10.7-6: Fränklin-schakeling met serie-resonantie.

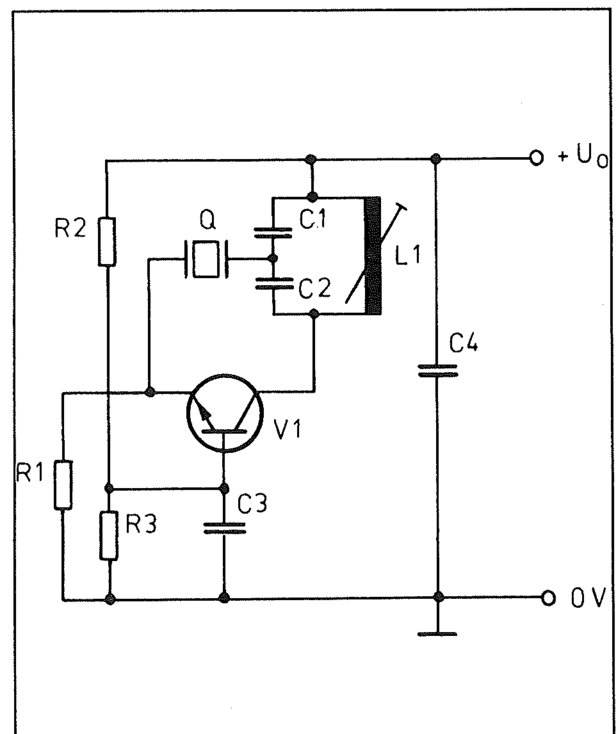


Figuur 3/4.10.7-7: Colpitts-schakeling met kristal.

bereik in de schakeling kan opnemen, zonder dat er iets aan het schema gewijzigd moet worden.

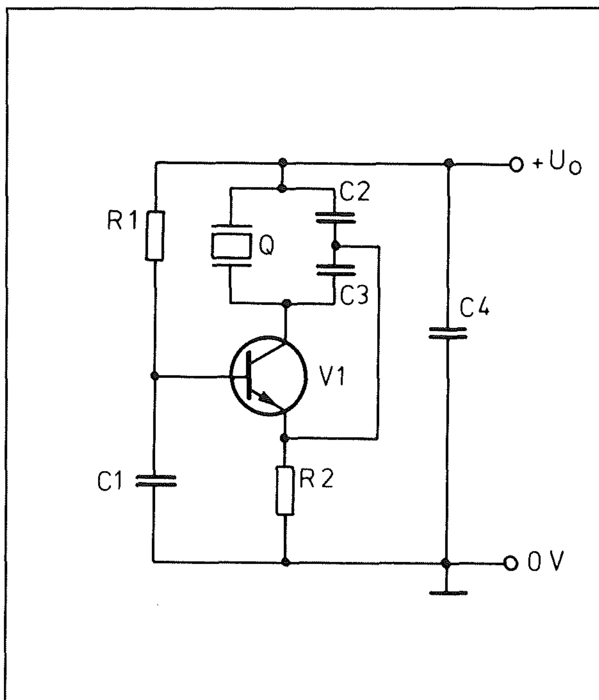
De reeds bekende Colpitts-schakeling kan volgens figuur 3/4.10.7-12 ook met een FET worden opgebouwd.

Deze schakeling is zeer bruikbaar in het lage frequentie-bereik.

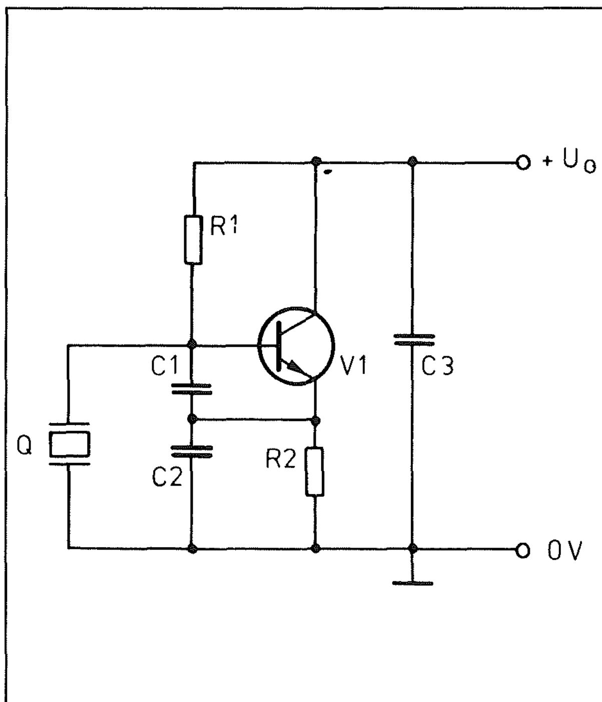


Figuur 3/4.10.7-8: Serie-resonantie met gemeenschappelijke basis-schakeling.

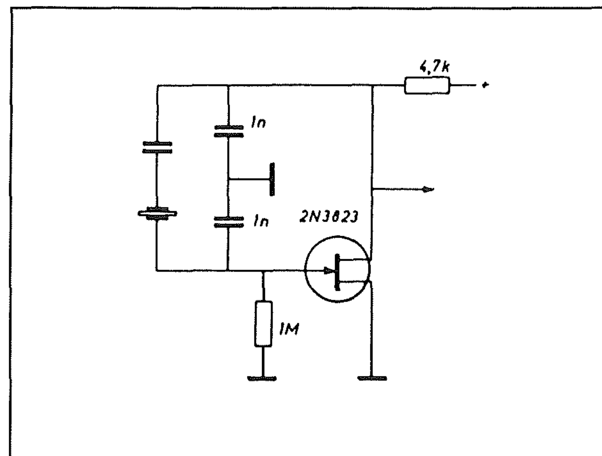
4.10 Oscillator-schakelingen



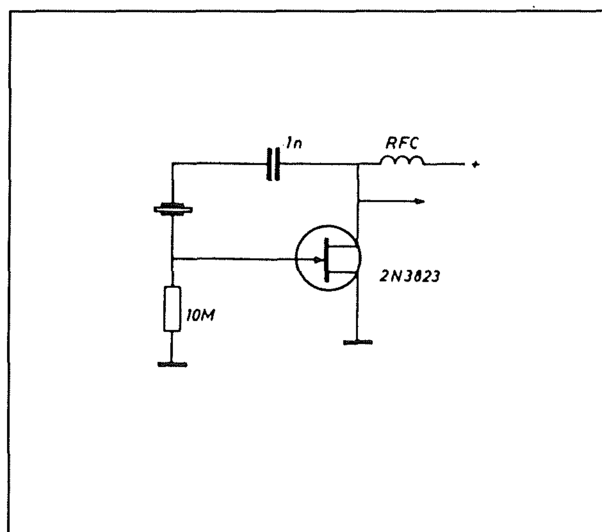
Figuur 3/4.10.7-9: Parallel-resonantie met gemeenschappelijke basis-schakeling.



Figuur 3/4.10.7-10: Parallel-resonantie met gemeenschappelijke kollector-schakeling.



Figuur 3/4.10.7-11: FET-schakeling, inzetbaar over een breed frequentiegebied.



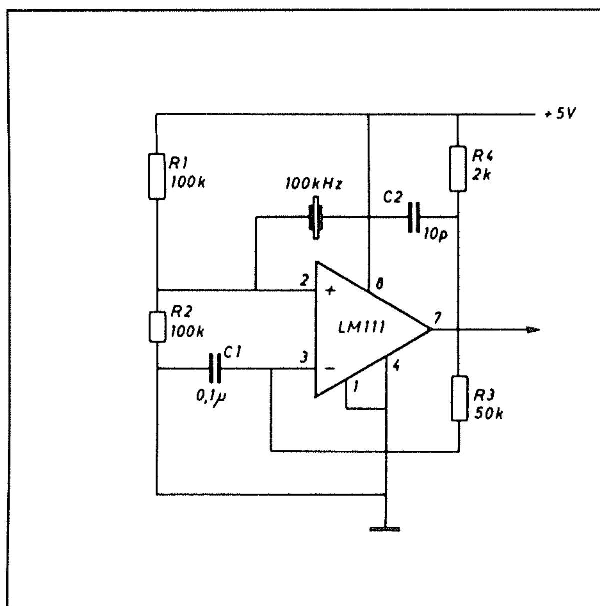
Figuur 3/4.10.7-12: Colpitts-oscillator met FET.

Kristal-oscillatoren met op-amp's

Het zal duidelijk zijn dat de begrensde bandbreedte van operationele versterkers grenzen stelt aan het frequentie-bereik waarin men deze onderdelen kan combineren met kristallen.
Toch kan men in het bereik tot 1 MHz zeer goede resultaten verkrijgen door gebruik te maken van het schema van figuur 3/4.10.7-13. Men kan deze schakeling bijvoorbeeld gebruiken als zeer stabiele klok-oscillator in digitale fre-

4.10 Oscillator-schakelingen

quentie-meters. Het voordeel is namelijk dat er op de uitgang geen sinus verschijnt maar een (vervormde) blokgolf. De stijgtijden van het signaal zijn echter klein genoeg om rechtstreeks TTL-poorten mee aan te sturen.
De schakeling werkt in feite als astabiele multivibrator, waarbij de terugkoppeling via het kristal loopt. Het zal duidelijk zijn dat bij deze schakeling het kristal in serie-resonantie werkt, omdat het onderdeel bij serie-resonantie de laagste impedantie heeft en het er in dit schema op aan komt zoveel mogelijk signaal van de uitgang naar de ingang terug te koppelen.

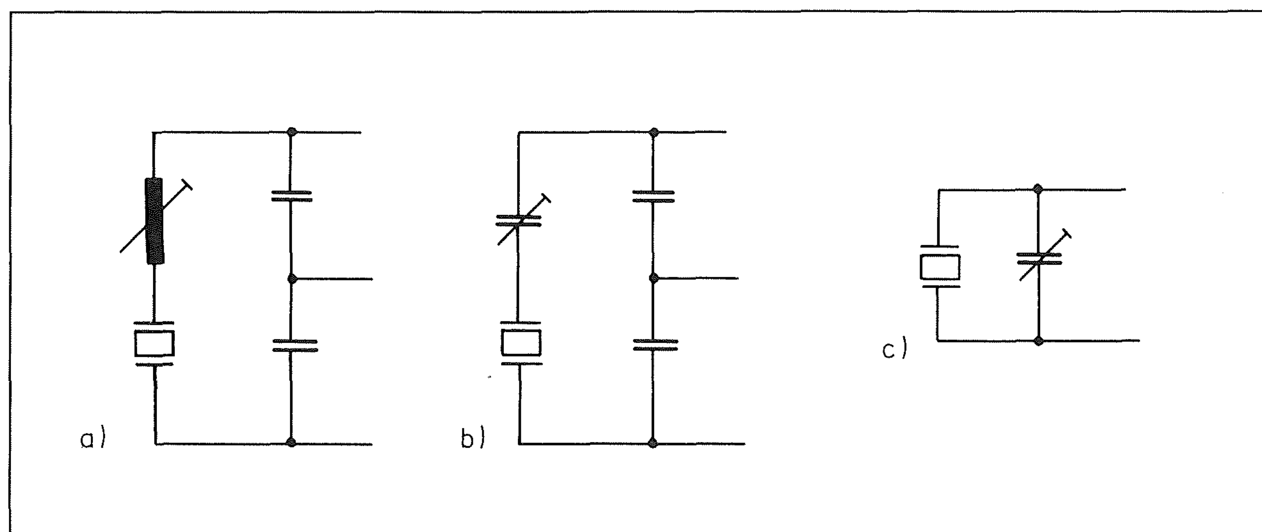


Figuur 3/4.10.7-13: Op-amp kristal-oscilator met TTL-compatibele uitgang.

Het afstemmen van kristallen

Hoewel de resonantie-frequentie van een kristal vast ligt door de constructieve en fysische eigenschappen van het kristalplaatje, kan men de resonantie-frequentie toch in geringe mate wijzigen door in serie met of parallel over het kristal een condensator-trimmer of een spoel op te nemen.
Figuur 3/4.10.7-14 geeft enige toegepaste schakelingen. Door deze schakelingen kan men de fabrikage-toleranties op de eigen frequentie van het kristal compenseren, hetgeen natuurlijk bij een aantal voor de hand liggende toepassingen absoluut noodzakelijk is. Denk maar aan een elektronisch uurwerk, waar iedere minimale afwijking van de theoretische frequentie op de lange termijn ontoelaatbare tijd-fouten tot gevolg heeft.
Men moet er echter wel rekening mee houden dat men aan de onderdelen die voor het 'trimmen' van de kristal-frequentie gebruikt de hoogst mogelijke stabiliteits-eisen moet stellen!

4.10 Oscillator-schakelingen



Figuur 3/4.10.7-14: Drie methoden voor het afstemmen van een kristal op de juiste frequentie.

3/4.11

Hoogfrequent schakelingen

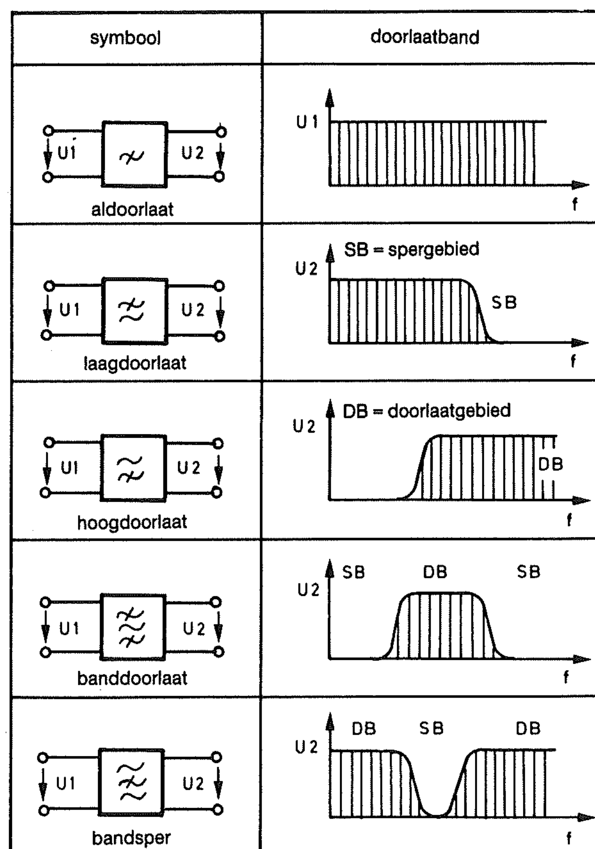
3/4.11-1 Overzicht

Passieve hoogfrequent-schakelingen worden ingezet voor het onderdrukken van in een signaal ongewenste frequentiebanden.
Men onderscheidt:

- aldoorlaatfilters;
- laagdoorlaatfilters;
- hoogdoorlaatfilters;
- banddoorlaatfilters;
- bandsperfilters.

De symbolen en de frequentie-karakteristieken van deze filters zijn samengevat in figuur 3/4.11.1-1.
Het doorlaten van een band wordt gesymboliseerd door een ~-teken met een streepje erdoor. Het sperren van een band wordt gesymboliseerd door een ~-teken zonder streepje erdoor.

In het kort de eigenschappen van de verschillende filters.



Figuur 3/4.11.1-1: De verschillende soorten filters met hun symbool en hun weergave-karakteristiek.

Aldoorlaatfilter

Dit filter is in feite geen filter, maar een schakeling die alle frequenties onverzwakt doorlaat. In principe zou zo'n schakeling dus een kaarsrechte doorlaatkarakteristiek moeten hebben van signalen met frequentie gelijk aan oo. Dit is natuurlijk een zuiver theoretische voorstelling van zaken, want zo'n filter bestaat niet in de praktijk!
Bovendien is het praktische nut van zo'n

schakeling erg klein, men zal in de praktijk vrijwel nooit zo'n schakeling aantreffen!

Laagdoorlaatfilter

Het laagdoorlaatfilter laat in theorie alle signalen onverzwakt door die een frequentie hebben tussen 0 en een bepaalde drempel-waarde, de kantel-frequentie genoemd. Na deze frequentie zou de doorlaatband vertikaal naar 0 moeten gaan. Ook zo'n theoretisch filter bestaat niet in de praktijk. De overgang van wel doorlaten naar niet doorlaten zal niet een rechte lijn zijn, maar een hellende lijn met een bepaalde steilheid.

Hoogdoorlaatfilter

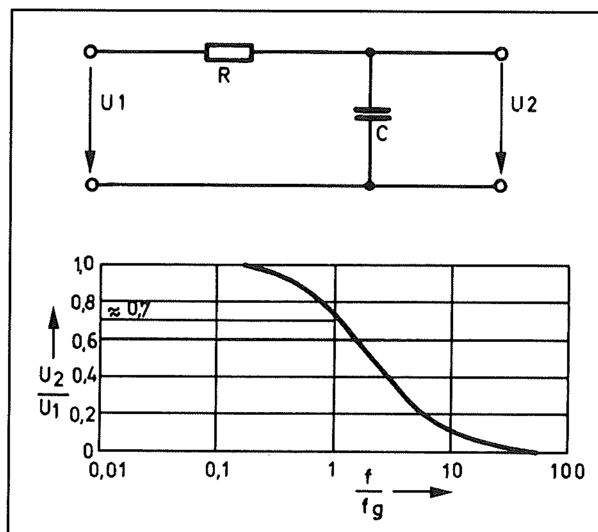
Het hoogdoorlaatfilter laat in theorie alle signalen onverzwakt door die een frequentie hebben tussen een bepaalde drempel-waarde, de kantel-frequentie genoemd en oo. Voor deze frequentie zou de doorlaatband vertikaal naar 0 moeten gaan. Ook zo'n filter bestaat natuurlijk niet in de praktijk. De allerhoogste frequenties zullen niet worden doorgelaten en de overgang van wel doorlaten naar niet doorlaten zal ook nu geen rechte lijn zijn, maar een hellende lijn met een bepaalde steilheid.

Banddoorlaatfilter

Het banddoorlaatfilter laat in theorie alle signalen onverzwakt door die een frequentie hebben tussen twee bepaalde drempel-waarden, de kantel-frequenties genoemd. Voor en achter deze frequenties zou de doorlaatband vertikaal moeten verlopen. In de praktijk zullen de overgangen van wel doorlaten naar niet doorlaten geen rechte lijnen zijn, maar hellende lijnen met bepaalde steilheden.

Bandsperfilter

Het bandsperfilter laat in theorie alle signalen onverzwakt door die een frequentie hebben lager of hoger dan twee bepaalde drempel-waarden, de kantel-frequenties genoemd. Tussen deze frequenties zouden alle signalen onderdrukt moeten worden. In de praktijk zullen de overgangen van wel doorlaten naar niet doorlaten geen rechte lijnen zijn, maar hellende lijnen met bepaalde steilheden. Ook zal zo'n filter de allerhoogste frequenties niet doorlaten, maar verzwakken.



Figuur 3/4.11.2-1: RC-laagdoorlaatfilter met frequentie-karakteristiek.

3/4.11.2 RC- en RL-laagdoorlaatfilters

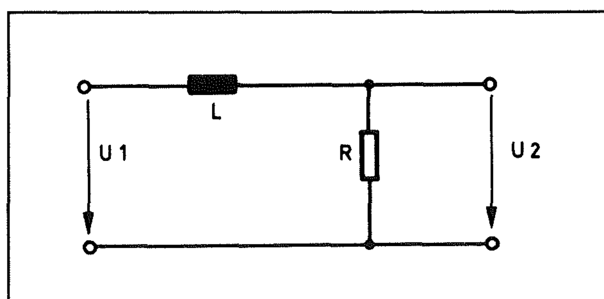
RC-laagdoorlaatfilter

Het RC-filter bestaat uit de serie-schakeling van een weerstand en een condensator, tussen de in- en de uitgang geschakeld volgens het schema van figuur 3/4.11.2-1.

Bij signalen met lage frequenties is de spanning over de condensator ongeveer even groot als de spanning aan de ingang. Naarmate de frequentie van het

4.11 Hoogfrequent schakelingen

signaal stijgt, zal de impedantie (de wisselstroom-weerstand) van de condensator dalen en blijft een steeds groter deel van de ingangsspanning over de serieweerstand staan. De uitgangsspanning daalt dus. Dit soort filters zal men niet vaak aantreffen in typische hoogfrequent schakelingen, omdat dan de waarden van de onderdelen onpraktisch klein of groot worden. Waar men dit filter wel regelmatig aantreft is in voedingsschakelingen, waar het wordt gebruikt voor het onderdrukken van de 50 en/of 100 Hz bromsignalen, die over de afvlak-elco blijven staan. Ook in laagfrequent versterkers worden deze filters toegepast voor het kunstmatig beperken van de doorlaatband van een schakeling.



Figuur 3/4.11.2-2: Een weinig gebruikt filter, een laagdoorlaatfilter met een weerstand en een spoel.

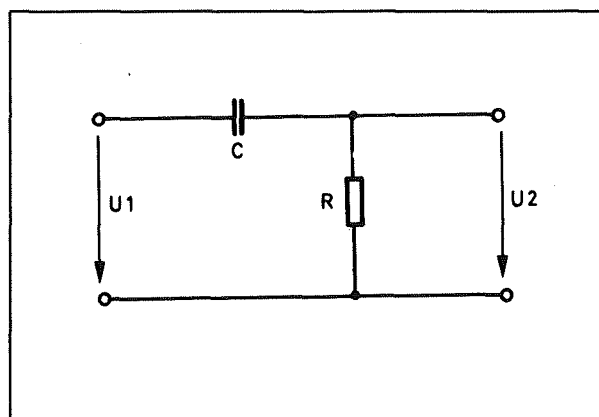
RL-laagdoorlaatfilter

Het RL-filter bestaat uit een serie-schakeling van een spoel en een weerstand. Zoals uit figuur 3/4.11.2-2 blijkt, is de weerstand parallel over de uitgang geschakeld en staat de spoel in serie tussen de in- en de uitgang.
De impedantie van de spoel zal stijgen met de frequentie van het signaal. Er wordt dus in feite een frequentie-afhankelijke spanningsdeler gevormd.

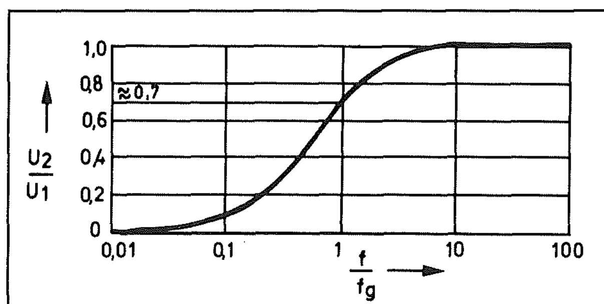
3/4.11.3
RC- en RL-hoogdoorlaatfiler
RC-hoogdoorlaatfilter

Ook dit filter bestaat uit de serie-schakeling van een weerstand en een condensator, maar zoals blijkt uit het schema van figuur 3/4.11.3-1 zijn, vergeleken met het identieke laagdoorlaatfilter, de onderdelen van plaats verwisseld. Bij zeer lage frequenties van het ingangs-signaal zal de impedantie van de condensator zeer hoog zijn en het goortste deel van de spanning valt over deze hoge impedantie en slechts een klein deel over de weerstand. De uitgangs-spanning is dus zo goed als nul. Naarmate de frequentie stijgt daalt de impedantie van de condensator en een stijgend deel van de ingangsspanning komt over de weerstand en dus de uitgang te staan.
Voor zeer hoge frequentie vormt de condensator als het ware een kortsluiting en zal de spanning aan de ingang zo goed als volledig terug te vinden zijn over de uitgang.

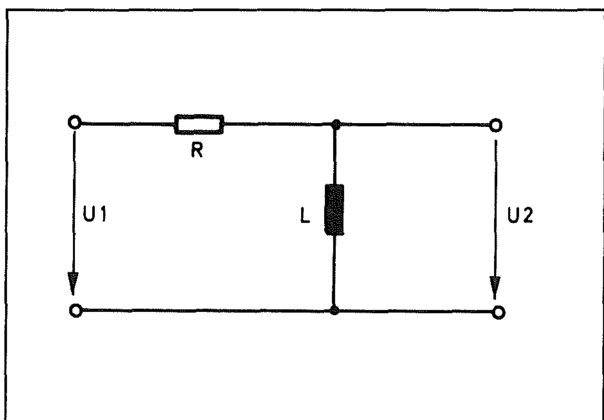
De spanning over de uitgang verloopt in functie van de frequentie zoals getekend in de grafiek van figuur 3/4.11.3-2.



Figuur 3/4.11.3-1: RC-hoogdoorlaatfilter.



Figuur 3/4.11.3-2: Doorlaat-karakteristiek van een hoogdoorlaatfilter.



Figuur 3/4.11.3-3: RL-hoogdoorlaatfilter.

RC-filters ontstaan vanzelf als men twee versterker-trappen met elkaar koppelt. In de meeste gevallen is het immers nodig een condensator tussen de uitgang van de ene en de ingang van de volgende trap te schakelen om de gelijkspanning op de uitgang te blokkeren. Deze condensator vormt met de ingangs-impedantie van de volgende trap een hoogdoorlaatfilter dat dus lage frequenties gaat verzwakken. Men moet daar erg goed rekening mee houden bij het ontwerpen van versterkers en de waarde van de koppelcondensator zo berekenen dat ook de laagste nuttige frequenties van de versterker onverzwakt door het filter gaan!

RL-hoogdoorlaatfilter
Hoewel dit soort filters, getekend in figuur 3/4.11.3-3, niet vaak in de praktijk wordt gebruikt, worden zij voor de volledigheid even vermeld. De impedantie van een spoel is zo goed als nul voor gelijkspanning en voor zeer lage frequenties. De spoel sluit dus de uitgang kort en de uitgangsspanning is zeer klein. Naarmate de signaal-frequentie stijgt zal ook de impedantie van de spoel toenemen en zal een stijgend deel van de ingangsspanning over de uitgang terug te vinden zijn.

Hoewel, zoals reeds eerder opgemerkt, men deze schakelingen niet vaak zal aantreffen, heeft men er wel mee te maken, omdat RL-kringen soms ontstaan door bepaalde eigenschappen van componenten. Zo vormt bijvoorbeeld de spoel van een magnetodynamische element een RL-filter.

3/4.11.4
Overgangs-frequentie en faseverschuiving

Overgangs-frequentie
Om de eigenschappen van een laag- of hoogdoorlaatfilter eenduidig te kunnen definiëren, heeft men het begrip overgangs-frequentie f_0 of f_g ingevoerd.
Per definitie is de overgangs-frequentie die frequentie, waarbij de uitgangsspanning gelijk is aan 0,7 x de ingangsspanning.
Dus:

$$U_{UIT} = 0{,}7 \times U_{IN}$$

Drukt men dezelfde verhouding uit in dB, dan kan men berekenen dat bij de overgangs-frequentie de uitgangs-spanning 3 dB kleiner is dan de ingangs-spanning.
Vandaar dat men deze frequentie ook wel eens het '-3 dB-punt' noemt.

4.11 Hoogfrequent schakelingen

Steilheid

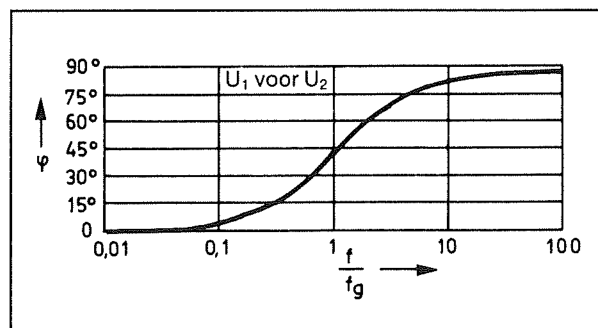
Naast het begrip 'overgangs-frequentie' is ook het begrip 'steilheid' van belang. De steilheid drukt uit hoe snel de verzwakking van het filter verloopt voor of na de overgangs-frequentie. In de meeste gevallen wordt de steilheid uitgedrukt in een aantal dB per octaaf. Een octaaf is de frequentie-afstand tussen een bepaalde frequentie en de dubbele frequentie.
Eenvoudige RC-filters hebben een steilheid van -6 dB per octaaf. Deze geringe waarde wordt veroorzaakt door het feit dat er slechts een frequentie-afhankelijke impedantie, de C, aanwezig is.
Heeft men steilere filters nodig, dan kan men verschillende passieve RC-filters achter elkaar schakelen, waardoor de steilheid toeneemt, maar de overgangs-frequentie naar voor of naar achter schuift.
Men kan natuurlijk ook actieve filters toepassen, die steilheden hebben van 12, 18, 24, etc. dB per octaaf.

Fase-verschuiving

Filters hebben de eigenschap dat zij de fase tussen het signaal op de ingang en het signaal op de uitgang verschuiven. Het lijkt alsof de filters een vertraging introduceren, waardoor de vorm van het signaal op de uitgang iets in de tijd vertraagd is ten opzichte van de vorm van het ingangs-signaal.
Deze vertraging wordt gedefinieerd door het introduceren van het begrip 'fase'. De volledige periode van een sinus-signaal wordt onderverdeeld in 360° (graden). Men kan dan het aantal graden berekenen dat verloopt tussen het verschijnen van bijvoorbeeld de nul-doorgang van de ingangs-sinus en het verschijnen van de nul-doorgang in het uitgangs-signaal. Als er tussen twee signalen een fase-verschuiving van 90° bestaat, dan betekent dit dat het tweede signaal door de nul gaat op hetzelfde moment dat het eerste signaal al de op deze nul-doorgang volgende maximale positieve of negatieve top bereikt heeft.

De fase-verschuiving wordt ook wel de fase-hoek genoemd en voorgesteld door het symbool φ, de griekse letter phi.

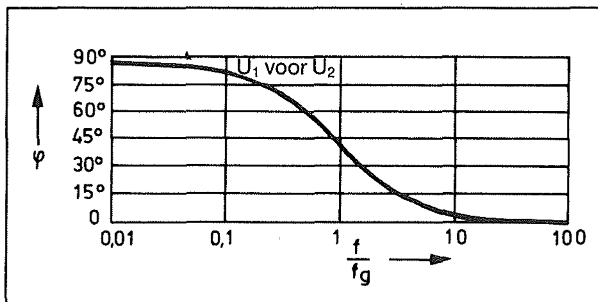
Bij laagdoorlaatfilters is de fase-verschuiving φ tussen in- en uitgangs-signaal bij lage frequenties zo goed als nul. Naarmate de frequentie stijgt en dus de verzwakking toeneemt, zal ook de fase-verschuiving toenemen. Bij de overgangs-frequentie f_o of f_g bedraagt de fase-verschuiving precies 45°.



Figuur 3/4.11.4-1: Het fase-verloop tussen in- en uitgangssignaal bij een laagdoorlaatfilter.

Figuur 3/4.11.4-1 geeft geen grafisch overzicht van het verloop van de fase-hoek φ in functie van de verhouding tussen de reële frequentie en de overgangs-frequentie f_g.
Als de frequentie van het signaal gelijk is aan f_g, dan is de verhouding tussen beide frequenties gelijk aan 1 en vandaar dat de grafiek op dat moment door de 45°-lijn gaat.

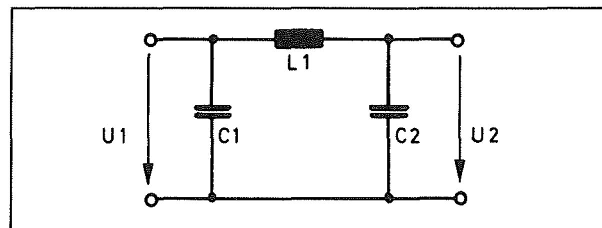
4.11 Hoogfrequent schakelingen



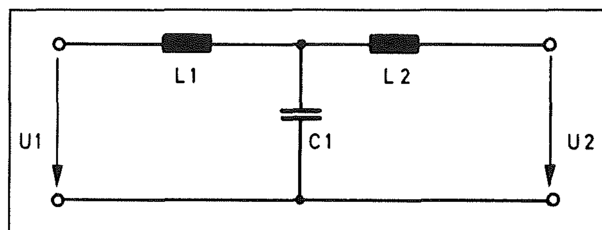
Figuur 3/4.11.4-2: Fase-hoek in functie van frequentie-verhoudingen van een hoogdoorlaatfilter.

De fase-hoek φ verloopt bij een hoogdoorlaatfilter precies andersom. Bij frequenties die veel lager zijn dan de overgangs-frequentie f_g bedraagt de fase-verschuiving φ ongeveer 90° en daalt naar ongeveer 0° bij frequenties die veel groter zijn dan f_g. Maar ook nu bedraagt de fase-hoek φ precies 45° bij $f = f_g$.
Dit is grafische voorgesteld in figuur 3/4.11.4-2.

Het is deze eigenschap die er de oorzaak van is dat men niet onnadenkend filters in schakelingen kan toepassen. De fase-verschuivingen die door filters in schakelingen geïntroduceerd worden kunnen bijvoorbeeld leiden tot onstabiele werking. Als de totale fase-hoek die een signaal in een bepaalde schakeling oploopt gelijk is aan 180°, kan de schakeling gaan oscilleren. Er ontstaat dan een meekoppeling tussen de uitgang en de ingang en deze meekoppeling zal er voor zorgen dat een signaal met de frequentie waarbij de totale fase-hoek φ gelijk is aan 180° de schakeling blijft doorlopen en bij iedere lus steeds groter wordt. Zie de paragraaf 3/4.10, waar dit basis-principe van iedere oscillator wordt verklaard.



Figuur 3/4.11.5-1: PI-schakeling voor een LC-laagdoorlaatfilter.



Figuur 3/4.11.5-2: T-schakeling van een LC-laagdoorlaatfilter.

3/4.11.5 LC-laagdoorlaatfilters

LC-laagdoorlaatfilters zijn echte hoogfrequent-schakelingen, die vaak aangetroffen worden in bijvoorbeeld middenfrequent versterkers van radio- en televisie-toestellen. In de meeste gevallen bestaan deze filters uit twee condensatoren en een spoel of uit twee spoelen en een condensator.
Men onderscheidt de PI- en de T-schakeling. Beide uitvoeringen zijn getekend in de figuren 3/4.11.5-1 en -2.

Bij de PI-schakeling is de impedantie van de spoel voor lage frequenties klein en de impedantie van de condensatoren groot. De uitgangsspanning is ongeveer gelijk aan de ingangs-spanning. Naarmate de frequentie stijgt zal de impedantie van de spoel toenemen en de impedantie van de condensatoren afnemen. Er blijft dus steeds meer spanning over de spoel staan en steeds minder signaal blijft beschik-

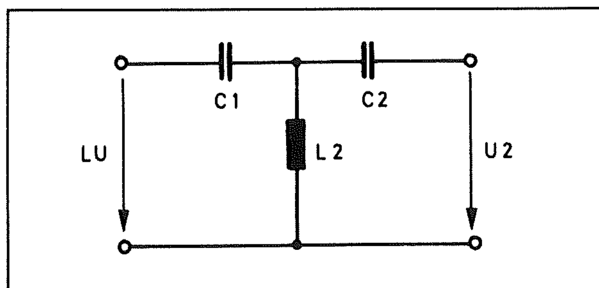
4.11 Hoogfrequent schakelingen

baar voor de uitgang. Bovendien doet zich het verschijnsel voor dat de impedantie van de ingangs-condensator een spanningsdeler vormt met de inwendige weerstand van de schakeling, waaruit het ingangs-signaal afkomstig is. De spanning U_1 wordt dus kleiner en bijgevolg zal de uitgangs-spanning door de gecombineerde werking van L_1/C_2 en van R_1/C_1 snel dalen.
De steilheid van dit filter is dus groter dan deze van de eerder beschreven filters.

Ook nu kan men de steilheid en de verzwakking vergroten door verschillende filters achter elkaar te schakelen.

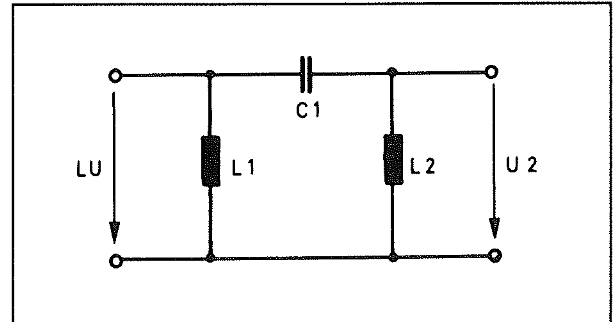
3/4.11.6 LC-hoogdoorlaatfilters

Door het van plaats verwisselen van de spoelen en de condenstoren wordt een T- of PI-laagdoorlaatfilter omgevormd in een hoogdoorlaatfilter. Beide uitvoeringen zijn getekend in de figuren 3/4.11.6-1 en -2.



Figuur 3/4.11.6-1: LC- hoogdoorlaatfilter, T-schakeling.

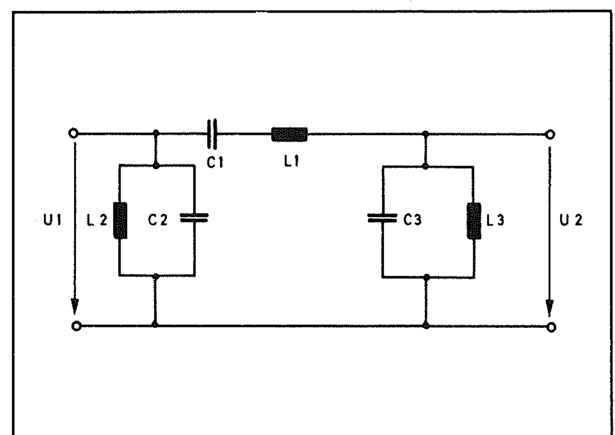
Bij het T-filter van de eerste figuur zullen de condensatoren bij lage frequenties zeer hoge impedanties hebben, terwijl de spoel het signaal zo goed als kortsluit. De uitgangsspanning is dus zeer klein.



Figuur 3/4.11.6-2: LC-hoogdoorlaatfilter, PI-schakeling.

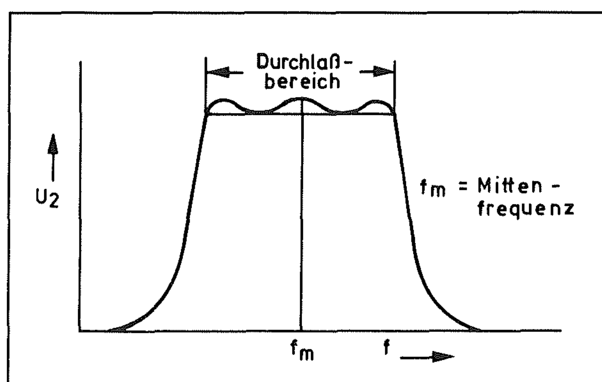
Naarmate de frequentie stijgt neemt de impedantie van de condensatoren af en stijgt de impedantie van de spoel. De uitgangs-spanning stijgt dus vrij snel naar het niveau van de ingang.

In het algemeen kan men dus stellen dat de eigenschappen van de LC-filters veel beter zijn dan deze van de filters met weerstanden. Er werken nu immers twee onderdelen samen, waarvan de impedantie afhankelijk is van de frequentie van het signaal. Bovendien verlopen deze impedanties tegengesteld: als de impedantie van een spoel stijgt, dan zal deze van een condensator dalen.



Figuur 3/4.11.7-1: Banddoorlaatfilter met drie LC-kringen.

4.11 Hoogfrequent schakelingen



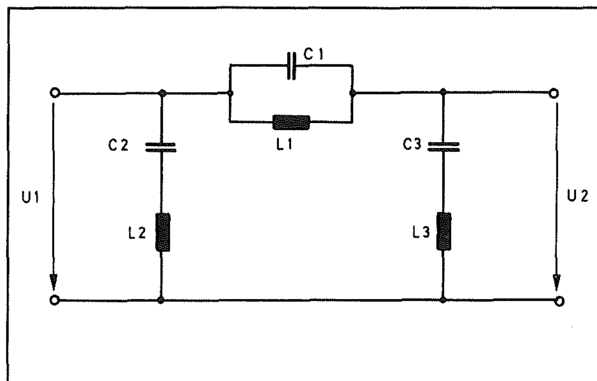
Figuur 3/4.11.7-2: Doorlaatband van het filter uit de vorige figuur.

3/4.11.7
LC-banddoorlaat en -bandsperfilters

Dit soort filters ontstaat door laagdoorlaat- en hoogdoorlaatfilters met elkaar te kombineren.

Banddoorlaatfilter

Figuur 3/4.11.7-1 geeft een voorbeeld van een banddoorlaatfilter. De doorlaat-karakteristiek is getekend in figuur 3/4.11.7-2. De drie kringen, C_1/L_1, C_2/L_2 en C_3/L_3 moeten op dezelfde resonantie-frequentie f_m worden afgestemd. Het in serie geschakelde netwerk C_1/L_1 werkt voor frequenties lager dan de resonantie-frequentie capacitief, de twee parallel geschakelde kringen werken echter inductief. De schakeling werkt dus voor deze frequentie-band als een hoogdoorlaatfilter. Voor frequenties boven de resonantie-frequentie werkt het serie-filter echter inductief en de parallel kringen capacitief. Het filter gedraagt zich nu als een laagdoorlaatkring. De bandbreedte van het filter, de doorlaatband, wordt gedefinieerd als het verschil tussen beide frequenties waarbij de uitgangs-spanning met 3 dB gedaald is ten opzichte van de uitgangs-spanning bij de resonantie-frequentie. De bandbreedte kan vergroot of verkleind worden door het aanpassen van de kwaliteits-factor van de afzonderlijke kringen.



Figuur 3/4.11.7-2: Bandsperfilter met drie LC-kringen.

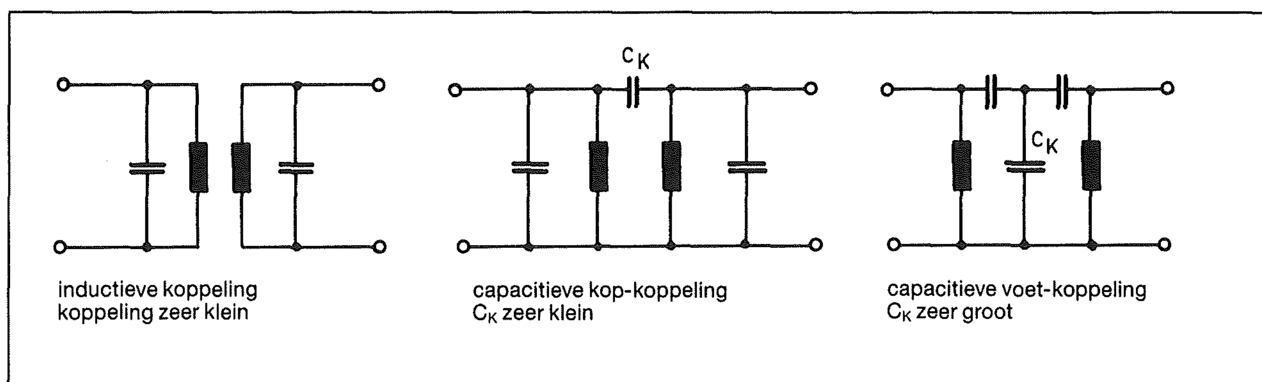
Bandsperfilter

Een bandsperfilter ontstaat door het verwisselen van de serie- en parallel-kringen uit het banddoorlaatfilter. Een typisch bandsperfilter is getekend in figuur 3/4.11.7-3. Ook nu moeten alle afzonderlijke LC-combinaties op een gemeenschappelijke resonantie-frequentie worden afgeregeld.

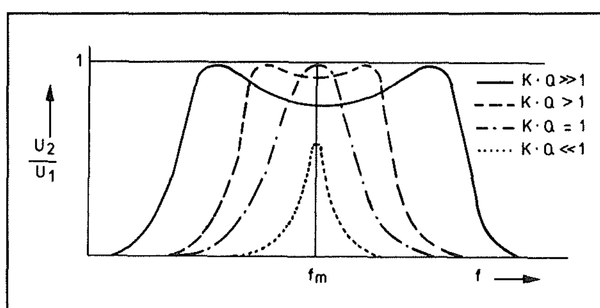
3/4.11.8
Bandfilters met twee kringen
Losse koppeling

In radio- en TV-ontvangers worden vaak banddoorlaatfilters toegepast die zijn samengesteld uit twee los gekoppelde resonantie-kringen. Men noemt deze filters ook wel gewoon bandfilters.
Enige voorbeelden van dit soort filters zijn getekend in figuur 3/4.11.8-1. De losse koppeling tussen het primaire en secundaire netwerk kan zowel inductief als capacitief zijn. De twee kringen worden afgestemd op de middenfrequentie van de door-

4.11 Hoogfrequent schakelingen



Figuur 3/4.11.8-1: Verschillende uitvoeringen van bandfilters.



Figuur 3/4.11.8-2: De doorlaatband van een bandfilter voor verschillende koppeltoestanden.

laatband. De uitgangs- of secundaire spanning is rond deze frequentie zeer groot, maar neemt snel af als de frequentie groter of kleiner wordt. Deze filters hebben dus een zeer grote steilheid, reden waarom zij bij voorkeur worden toegepast in middenfrequent versterkers, waar het er immers op aan komt een bepaalde smalle frequentieband zo goed mogelijk uit veelheid van frequenties te selecteren.

Bandbreedte

De bandbreedte van deze filters wordt bepaald door het produkt van de koppel-factor K en de kwaliteits-factor Q. Men onderscheidt drie verschillende koppel-toestanden, die niet alleen invloed hebben op de breedte van de doorlaatband maar ook op de vorm van de curve. Deze drie toestanden zijn getekend in figuur 3/4.11.8-2.

- overkritische koppeling
  Het produkt K x Q is groter dan de eenheid. De curve vertoont twee maxima, die symmetrisch aan weerszijden van de resonantie-frequentie f_m liggen.
- kritische koppeling
  Het produkt K x Q is precies gelijk aan de eenheid. De curve heeft nu slechts een top, de uitgangsspanning is maximaal bij deze bij f_m liggende top.
- onderkritische koppeling
  Het produkt K x Q is kleiner dan de eenheid. De curve heeft nog steeds slecht een bij f_m liggende top, maar de versterking is veel kleiner dan bij de kritische koppeling.

Fase-verschuiving

De fase-verschuiving tussen de in- en uitgangs-spanning is bij een bandfilter precies 90° bij de resonantie-frequentie f_m. Voor lagere frequenties is de fase-hoek kleiner dan 90°, voor hogere frequenties groter dan 90°.

4.11 Hoogfrequent schakelingen